

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-204123

(43)Date of publication of application : 19.07.2002

(51)Int.Cl.

H01Q 13/08

(21)Application number : 2001-343888

(71)Applicant : E-TENNA CORP

(22)Date of filing : 04.10.2001

(72)Inventor : DIAZ RODOLFO E
MCKINZIE WILLIAM E III

(30)Priority

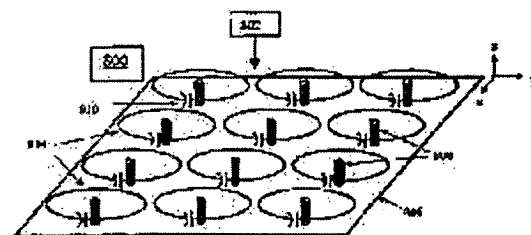
Priority number : 2000 678128 Priority date : 04.10.2000 Priority country : US
2000 704510 01.11.2000 US

(54) MULTIPLE RESONANCE, HIGH-IMPEDANCE SURFACES CONTAINING LOAD-LOOP
FREQUENCY SELECTIVE SURFACES

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To meet requirement for multiple reflection phase resonance or a class of AMCs which shows multi-bandwidth performance, in a frequency which is not related harmonically but can be regulated.

SOLUTION: An antenna system and an artificial magnetic conductor (300) include a frequency selective surface having a frequency dependent permeability μ/z in a direction normal to the frequency selective surface, a conductive ground plane (806), and a rodged media (808) disposed between the frequency selective surface and the conductive ground plane.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the
examiner's decision of rejection or application
converted registration]

BEST AVAILABLE COPY

Ref!

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2002-204123
(P2002-204123A)

(43) 公開日 平成14年7月19日 (2002.7.19)

(51) Int.Cl.⁷
H 0 1 Q 13/08

識別記号

F I
H 0 1 Q 13/08

テーマコード(参考)
5 J 0 4 5

審査請求 未請求 請求項の数17 O L 外国語出願 (全 72 頁)

(21) 出願番号 特願2001-343888(P2001-343888)

(22) 出願日 平成13年10月4日 (2001.10.4)

(31) 優先権主張番号 09/678128

(32) 優先日 平成12年10月4日 (2000.10.4)

(33) 優先権主張国 米国 (US)

(31) 優先権主張番号 09/704510

(32) 優先日 平成12年11月1日 (2000.11.1)

(33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 501434661

イーテナ コーポレーション
アメリカ合衆国・メリーランド州 20707

(72) 発明者 ローレル フロスト レーン 6100
ロドルフォ イー ディアズ
アメリカ合衆国 アリゾナ州 85048
フエニックス イースト コットンウッド
レーン 3231

(74) 代理人 100059959

弁理士 中村 稔 (外9名)

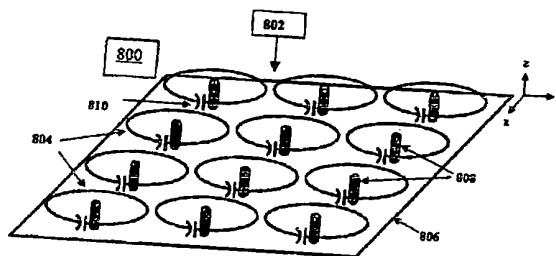
(54) 【発明の名称】 負荷ループ周波数選択表面を含む多重共振、高インピーダンス表面

最終頁に続く

(57) 【要約】

【課題】 調和的に関連付けられないが、規定されうる周波数における、多重反射位相共振、又はマルチ帯域性能を示すAMCsのクラスに対する必要性が存在する。

【解決手段】 アンテナ・システム及び人工磁気導体(300)は、周波数選択性表面に対して垂直な方向の周波数依存性透磁率 μ_{zz} を有している周波数選択性表面、導電性接地プレーン(806)、及び周波数選択性表面と導電性接地プレーンとの間に配置されたロッド状媒体(808)を含む。



【特許請求の範囲】

1

【請求項1】 周波数依存表面に対して垂直な方向に周波数依存透磁率 μ_{1z} を有する周波数選択表面；導電性接地面；及び前記周波数選択表面と前記導電性接地面との間に配置されたロッド状媒体；を含んでいる人工磁気導体（AMC）を備えていることを特徴とするアンテナ・システム。

【請求項2】 前記AMCの近傍にアンテナを更に備えていることを特徴とする請求項1に記載のアンテナ・システム。

【請求項3】 前記周波数選択表面は、実質的にコプレーナでありかつ前記導電性接地面から距離 h に実質的に均等に離間された複数の実質的に同一な周期的に離間されたループを備えていることを特徴とする請求項2に記載のアンテナ・システム。

【請求項4】 前記ループは、100から2000の範囲における前記周波数選択表面の面において横方向実効相対誘電率 ϵ_{1x} 及び ϵ_{1y} の低周波数リミットを有するように配置されることを特徴とする請求項3に記載のアンテナ・システム。

【請求項5】 前記周波数選択表面は、特定の周波数において一つ以上のローレンツ・マテリアル共振を示す垂直方向透磁率 μ_{1z} を有することを特徴とする請求項2に記載のアンテナ・システム。

【請求項6】 前記AMCは、二つ以上のAMC共振周波数帯に対して実質的に零度反射位相で共振するように構成され、かつ前記ロッド状媒体は、スペーサ層を通過して拡張している金属ポストのアレイを含んでいるスペーサ層を備え、前記周波数選択表面（FSS）は、前記スペーサ層に配置され、当該周波数選択表面は、実効媒体として、前記二つ以上のAMC共振周波数帯とは異なる所定の周波数で一つ以上のローレンツ共振を有することを特徴とする請求項1に記載のアンテナ・システム。

【請求項7】 導電性接地面；前記接地面に配置されたスペーサ層；及び二つ以上の周波数帯で共振するコプレーナ・ループの一つ以上のアレイ、各ループは、同様な形状及び同様な大きさを有し、該コプレーナ・ループの一つ以上のアレイは、周波数依存垂直方向透磁率 μ_{1z} を生成し；かつ人工磁気導体を近似するアンテナを含んでいる人工磁気導体を備えていることを特徴とするアンテナ・システム。

【請求項8】 前記コプレーナ・ループの一つ以上のアレイは、第1の面において周期 P で規則的に離間されたループの第1のアレイ；及び第2の面で規則的に離間されたループの第2のアレイを備えていることを特徴とする請求項7に記載のアンテナ・システム。

【請求項9】 隣接ループ間に直列キャパシタンスを生成するための外部コンデンサを更に備えていることを特徴とする請求項7に記載のアンテナ・システム。

【請求項10】 前記コプレーナ・ループの一つ以上

(2)

特開2002-204123

2

のアレイの各々を離間する一つ以上の誘電体層を更に備えていることを特徴とする請求項7に記載のアンテナ・システム。

【請求項11】 導電性接地面；前記導電性接地面に電氣的に接触する導電性ロッドによって貫通された誘電体層；前記誘電体層に配置されかつ第1の周波数で共振する容量的に接続されたループの第1の層；スペーサ層；及び二つ以上の周波数帯で共振するコプレーナ・ループの一つ以上のアレイ、第2の周波数で共振する容量的に接続されたループの第2の層を含んでいる周波数選択表面であり、当該周波数選択表面に実質的に垂直な方向に周波数依存透磁率を有する該周波数選択表面；及び前記周波数選択表面を近似するアンテナを備えていることを特徴とするアンテナ・システム。

【請求項12】 少なくとも二つの共振周波数帯に対して実質的に零度反射位相で共振する人工磁気導体であって、共振周波数帯とは異なる、独立な、非調和的に関連する、所定の周波数において横方向誘電率で複数のローレンツ共振を有する周波数選択表面を備えていることを特徴とする人工磁気導体。

【請求項13】 多重共振周波数で共振する人工磁気導体（AMC）であって、第1の層及び第2の層を備え、各層は、層テンソル誘電率及び層テンソル透磁率を有し、各層テンソル誘電率及び各層テンソル透磁率は、主要な対角線だけに非ゼロ成分を有し、 x 及び y テンソル方向は、各対応する層と同一平面でありかつ z テンソル方向は、各層に垂直である実効媒体モデルによって特徴付けられるAMC。

【請求項14】 前記実効媒体モデルは、周波数により可変しかつ一つ以上のローレンツ共振を示す y テンソル方向及び x テンソル方向における横方向誘電率によって特徴付けられる第1の層を更に備えていることを特徴とする請求項13に記載のAMC。

【請求項15】 前記第1の層の横方向誘電率は、
【数1】 $\epsilon_{1x} = Y(\omega) / (j\omega\epsilon_0 t)$
によってモデル化され、ここで $Y(\omega)$ は、1ポート回路に対するフォスターの第2カノニカル・フォーム

$$Y(\omega) = j\omega C_0 + \frac{1}{j\omega L_0} + \sum_{n=1}^N \frac{1}{R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n}}$$

によって記述されるアドミッタンス関数であり、ここで j は、虚オペレータ、 ω は、角周波数、 ϵ_0 は、自由空間の誘電率、 C_0 は、 ω が無大の値にアプローチするときの第1の層の横方向キャパシタンスにおける漸近的リミットであり、 L_0 は、 ω が0にアプローチするときのモデルのシャント・インダクタンスにおける漸近的リミットであり、 R_n は、分岐抵抗であり、 L_n は、分岐インダクタンスでありかつ C_n は、分岐キャパシタンスで

あることを特徴とする請求項14に記載のAMC。

【請求項16】 高インピーダンス表面として少なくとも第1の高インピーダンス周波数帯及び第2の高インピーダンス周波数帯に対して動作可能である人工磁気導体であって、スペーサ層；及び前記スペーサ層に隣接して配置されかつ次式

$$[\text{数3}] \varepsilon_{1x} = \varepsilon_{1y} = Y(\omega) / (j\omega\varepsilon_0 t)$$

ここで $Y(\omega)$ が周波数選択表面に対する周波数依存アドミタンス関数であり、 j が虚オペレータであり、 ω が角周波数に対応し、 ε_0 が自由空間の誘電率であり、かつ t が周波数選択表面の厚みに対応する、によって定義された横方向誘電率 ε_{1x} を有する周波数選択表面(FSS)を備えている実効媒体モデルによって定義されることを特徴とする人工磁気導体。

【請求項17】 前記FSS層は、

$$[\text{数4}] \mu_{1z} = Z(\omega) / (j\omega\mu_0 t)$$

ここで $Z(\omega)$ が周波数選択表面に対する周波数依存インピーダンス関数であり、 j が虚オペレータであり、 ω が角周波数に対応し、 μ_0 が自由空間の透磁率であり、かつ t が周波数選択表面の厚みに対応する、によって定義された垂直方向透磁率 μ_{1z} を有することを特徴とする請求項16に記載の人工磁気媒体。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、一般に高インピーダンス表面に関する。特に、本発明は、多重共振、高インピーダンス電磁表面に関する。

【0002】

【従来の技術】高インピーダンス表面は、その等価表面インピーダンス、 $Z_s = E_{tan}/H_{tan}$ が開放回路を近似しかつ等価接線電流表面電流のフローを抑制して、ゼロ接線磁界、 $H_{tan} \approx 0$ を近似する、無損失、リアクタンス性表面である。 E_{tan} 及び H_{tan} は、それぞれ表面に対して接線方向の電界及び磁界である。高インピーダンス表面は、様々なアンテナ・アプリケーションに用いられている。これらのアプリケーションは、等E及びH面(イコールE及びH面) ハーフ・パワー・ビーム幅を供給するために特別に設計された波形ホーンからプレーナ(共面)又は円筒形の進行波アンテナの範囲にわたる。しかしながら、これらのアプリケーションでは、うね又はトラフは、金属で作られ、うねの深さは、自由空間波長の四分の一、 $\lambda/4$ である。ここで、 λ は、対象とする周波数における波長である。高マイクロ波周波数において、 $\lambda/4$ は、小さなディメンションであるが、極超短波(UHF、300MHzから1GHz)、又は低マイクロ波周波数(1-3GHz)でさえも、 $\lambda/4$ は、かなり大きいものでありうる。これらの周波数範囲におけるアンテナ・アプリケーションに対して、電氣的に薄く($\lambda/100$ から $\lambda/50$ の厚み)かつ物理的に薄い高インピーダンス表面が望ましい。

特開2002-204123

【0003】薄い高インピーダンス表面の一例は、1999年に提出されたD. Sievenpiper, "High-impedance electromagnetic surfaces", Ph.D. dissertation, UCL A electrical engineering department、及びPCT特許出願PCT/US99/06884号に開示されている。この高インピーダンス表面100を図1に示す。高インピーダンス表面100は、低誘電率スペーサ層104、及び金属バック面106上に形成された容量性周波数選択表面(FSS)102を含む。金属ファイア(vias)108は、スペーサ層104を通して拡張し、かつ金属バック面をFSSレイヤーの金属パッチに接続する。高インピーダンス表面100の厚み h は、共振において $\lambda/4$ よりもさらに小さく、図1に示すように、一般的に $\lambda/50$ の大きさである。

【0004】従来技術の高インピーダンス表面100のFSS102は、実効シート・キャパシタンスを形成するように接続されたエッジである金属パッチ110の周期的アレイである。これは、容量性周波数選択表面(FSS)と称される。各金属パッチ110は、高インピーダンス表面100の厚みを通して拡張するユニット・セルを定義する。各パッチ110は、穴を通してめっきすることができ、金属ファイア108により、接地平面を形成する、金属バックプレート106接続される。金属ファイア108の周期的アレイは、ロッド状媒体として従来技術において知られており、これらのファイアは、ロッド又はポストと呼ばれるときもある。ファイア108がその中を通るスペーサ層104は、多くのプリント回路ボード基板で一般的な比較的低い誘電率の誘電体である。スペーサ層104は、ファイア108及び低誘電率誘電体によって占有される領域である。スペーサ層は、FSS層102よりも一般的に10~100倍厚い。また、従来技術の高インピーダンス表面におけるユニット・セルの寸法は、基本共振における λ よりも遥かに小さい。周期は、一般的に $\lambda/4$ から $\lambda/12$ の間である。

【0005】周波数選択表面は、誘電体薄層の一つ又は複数のレイヤー上でエッチされるか、又はその内に埋め込まれる、周期的に配列されたエレメントの二次元アレイである。そのようなエレメントは、導電性ダイポール、パッチ、ループ、又はスロットのいずれかでありうる。薄い周期構造として、それは、周期的表面としばしば称される。

【0006】周波数選択表面は、ミリタリー・エアボーン(military airborne)及びナバーバル・プラットフォーム(naval platforms)のアンテナのための帯域外レーダ・クロスセクション低減におけるアプリケーションを歴史的に見出した。また、周波数選択表面は、デュアルバンド・カセグレン・リフレクタ・アンテナ・システムにおけるダイクロイック・サブリフレクタとしても用いられる。このアプリケーションでは、サブリフレクタ

は、周波数帯域 f_1 で透過性でありかつ周波数帯域 f_2 で不透過性又は反射性である。これは、メイン・リフレクタに対する焦点において帯域 f_1 のための給電ホーンを配置させかつカセグレン焦点において f_2 で動作する別の給電ホーンを配置させる。二つの従来のリフレクタ・アンテナを用いることに対してかなりの重量及び容量の節約を達成することができ、それは、スペース・ベースド・プラットフォームに対して重要である。

【0007】従来技術の高インピーダンス表面100は、多くの利点を提供する。表面は、比較的安価なプリント回路技術で構築されかつ、アルミニウムの塊から機械で作られる波付金属導波管よりも軽く作ることができる。プリント回路形式では、従来技術の高インピーダンス表面は、同じ動作の周波数に対して10から100倍より安価でありうる。更に、従来技術の表面は、波付導波管では不可能である、接線方向電界の x 及び y 成分の両方に対して高表面インピーダンスを供給する。波付導波管は、電界の一つの偏波に対して高表面インピーダンスを供給するだけである。ここで用いる座標慣行によれば、表面は、 xy 平面に存在しかつ z 軸は、表面に対して垂直又は直角である。更に、従来技術の高インピーダンス表面は、波付金属導波管に対してその高き低減においてかなりの利点を供給し、かつ空気充填型波付金属導波管の厚さの10分の1以下でありうる。

【0008】ワイヤがこの表面のかなり近く（例えば、 $\lambda/100$ よりも少ない距離）に配置される場合に電流を導通しているワイヤ・アンテナをよく整合させかつ効率的に放射させる境界条件を供給するので、高インピーダンス表面は、重要である。同じワイヤ・アンテナが金属又は完全導体（PEC）表面のすぐ近くに配置されるならばその逆もまた真である。ワイヤ・アンテナ/PEC表面の組合せは、非常にシビアなインピーダンス・ミスマッチにより効率的に放射しない。高インピーダンス表面のアンテナからの放射パターンは、上側半分の空間に制限され、かつ性能は、高インピーダンス表面が別の金属表面の上部に配置されても影響を受けない。従って、電氣的に薄い、実効アンテナは、無数の無線デバイス及びスキン埋込みアンテナ・アプリケーションに対して非常に魅力的である。

【0009】図2は、従来技術の高インピーダンス表面の電気特性を示す。図2(a)は、従来技術の高インピーダンス表面100に垂直に入射する平面波を示す。表面に関する反射係数を r で表す。図2(a)に示す物理的構造は、図2(b)に示す等価横方向電磁モード伝送線を有する。容量性 FSS 102 (図1) は、シャント・キャパシタンス C としてモデル化されかつスペーサ層104は、バック面106に対応する短絡回路で終る長さ h の伝送線としてモデル化される。図2(c)は、シヨートが FSS レイヤー102のちょうど下のスタブ・インピーダンス Z_{in} に変形されるようなスミス・チャ

ートを示す。このスタブ・ラインのアドミッタンスは、外側表面において高インピーダンス Z_{in} を生成するために容量性サセプタンスに追加される。我々のモデルが理想的でありかつ無損失なので、図2(c)のスミス・チャートの Z_{in} ローカスは、ユニット・サークル（単位円）上で常に見出されるということに注目する。そこで、 r は、1（ユニティ）の振幅を有する。

【0010】反射係数 r は、DCで 180° から高インピーダンス帯域の中心で 0° にスウィープし、かつそれが漸近的に -180° になる、より高い周波数で負の角度に回転する位相角 θ を有する。これは、図2(d)に示されている。共振は、 0° 反射位相に対応する周波数として定義される。ここで、反射位相帯域幅は、 $+90^\circ$ と -90° 位相に対応している周波数間の帯域幅として定義される。また、この反射位相帯域幅は、表面リアクタンスの大きさが自由空間のインピーダンスを超えるような周波数の範囲に対応する： $|X| \geq \eta_0 = 377$ オーム。

【0011】完全磁気導体（PMC）は、それによりこの境界上の接線方向磁界をゼロにさせる数学的境界条件である。それは、その上で接線方向電界がゼロであるべく定義される完全導体（PEC）に対する電磁気デュアルである。PMCは、スロット・アンテナ分析に対するより簡単であるが等価な電磁気問題を生成するための数学的ツールとして用いることができる。PMCsは、数学的アーティファクトとして以外には存在しない。しかしながら、従来技術の高インピーダンス表面は、 $+/-90^\circ$ 反射位相帯域幅によって定義される周波数の限定された帯域に対するPMCの良好な近似である。そこで、限定された周波数帯域幅の認識において、従来技術の高インピーダンス表面は、ここでは、人工磁気導体、又はAMCの例として参照される。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】従来技術の高インピーダンス表面は、基本周波数、プラス、高インピーダンス表面100におけるスペーサ層の電氣的厚み、 βh が、 n を整数とする $n\pi$ であるような条件によって近似されるより高い周波数における反射位相共振を供給する。これらのより高い周波数共振は、調和的に関連付けられておりそれゆえに制御不能である。従来技術のAMCが、中心周波数が例えば、1.5:1の周波数範囲で分離されるようなデュアル帯域アンテナ・アプリケーションで用いられるならば、かなり厚いAMCを作られる。非磁気スペーサ層（ $\mu_0 = 1$ ）を想定すると、両方の中心周波数が反射位相帯域幅に含まれるような少なくとも50%フラクショナル周波数帯域幅を達成するために厚み h は、 $h = \lambda/14$ でなければならない。代替的に、磁気材料は、スペーサ層をロード（装荷）するために用いることができるが、これは、進行中の研究及び自明でない費用のトピックである。従って、調和的に関連付け

られないが、規定されうる周波数における、多重反射位相共振、又はマルチ帯域性能を示すAMCsのクラスに対する必要性が存在する。

【0013】

【課題を解決するための手段】本発明の上記課題は、周波数依存表面に対して垂直な方向に周波数依存透磁率 μ_{1z} を有する周波数選択表面；導電性接地面；及び前記周波数選択表面と前記導電性接地面との間に配置されたロッド状媒体；を含んでいる人工磁気導体（AMC）を備えているアンテナ・システムによって達成される。

【0014】また、本発明の上記課題は、導電性接地面；前記接地面に配置されたスペーサ層；及び二つ以上の周波数帯で共振するコプレーナ・ループの一つ以上のアレイ、各ループは、同様な形状及び同様な大きさを有し、該コプレーナ・ループの一つ以上のアレイは、周波数依存垂直方向透磁率 μ_z を生成し；かつ人工磁気導体を近似するアンテナを含んでいる人工磁気導体を備えているアンテナ・システムによって達成される。

【0015】更に、本発明の上記課題は、導電性接地面；前記導電性接地面に電氣的に接触する導電性ロッドによって貫通された誘電体層；前記誘電体層に配置された第1の周波数で共振する容量的に接続されたループの第1の層；スペーサ層；及び二つ以上の周波数帯で共振するコプレーナ・ループの一つ以上のアレイ、第2の周波数で共振する容量的に接続されたループの第2の層を含んでいる周波数選択表面であり、当該周波数選択表面に実質的に垂直な方向に周波数依存透磁率を有する該周波数選択表面；及び前記周波数選択表面を近似するアンテナを備えているアンテナ・システムによって達成される。

【0016】本発明の上記課題は、少なくとも二つの共振周波数帯に対して実質的に零度反射位相で共振する人工磁気導体であって、共振周波数帯とは異なる、独立な、非調和的に関連する、所定の周波数において横方向誘電率が複数のローレンツ共振を有する周波数選択表面を備えている人工磁気導体によって達成される。

【0017】また、本発明の上記課題は、多重共振周波数で共振する人工磁気導体（AMC）であって、第1の層及び第2の層を備え、各層は、層テンソル誘電率及び層テンソル透磁率を有し、各層テンソル誘電率及び各層テンソル透磁率は、主要な対角線だけに非ゼロ成分を有し、x及びyテンソル方向は、各対応する層と同一平面でありかつzテンソル方向は、各層に垂直である実効媒体モデルによって特徴付けられるAMCによって達成される。

【0018】本発明の上記課題は、高インピーダンス表面として少なくとも第1の高インピーダンス周波数帯及び第2の高インピーダンス周波数帯に対して動作可能である人工磁気導体であって、スペーサ層；及び前記スペーサ層に隣接して配置されかつ次式

特開2002-204123

【数5】 $\varepsilon_{1x} = \varepsilon_{1y} = Y(\omega) / (j\omega\varepsilon_0 t)$

ここで $Y(\omega)$ が周波数選択表面に対する周波数依存アドミタンス関数であり、 j が虚オベレータであり、 ω が角周波数に対応し、 ε_0 が自由空間の誘電率であり、かつ t が周波数選択表面の厚みに対応する、によって定義された横方向誘電率 ε_{1x} を有する周波数選択表面（FSS）を備えている実効媒体モデルによって定義される人工磁気導体によって達成される。

【0019】

10 【発明の実施の形態】まず概論として、第1の形態では、人工磁気導体は、周波数依存表面に垂直な方向における周波数依存透磁率 μ_{1z} を有する周波数選択表面、導電性接地平面、及び周波数選択表面と導電性接地平面との間に配置されたロッド状媒体を含む。

【0020】別の形態では、人工磁気導体は、導電性接地平面と接地平面に配置されたスペーサ層とを含む。それぞれのループが類似する形状及び類似する大きさを有している、コプレーナ・ループの一つ以上のアレイは、二つ以上の周波数帯域で共振する。コプレーナ・ループの一つ以上のアレイは、周波数依存垂直方向透磁率 μ_z を生成する。

【0021】別の形態では、開示した電気装置は、導電性接地平面と、導電性接地平面と電氣的に接触する導電性ロッドによって貫通された誘電体層とを含む。電気装置は、誘電体層に配置された周波数選択表面（FSS）を更に含む。FSSは、第1の周波数で共振する容量的に結合されたループの第1の層と、誘電体スペーサ層と、及び第2の周波数で共振する容量的に結合されたループの第2の層とを含む。周波数選択表面は、周波数選択表面に実質的に垂直な方向における周波数依存透磁率を有する。

【0022】上記概要は、序論として提供されている。このセクションにおけるいかなるものも、本発明の範疇を定義する特許請求の範囲に対する制限として考えるべきではない。

【0023】本発明のアンテナ・システムでは、前記AMCの近傍にアンテナを更に備えて構成してもよい。

【0024】本発明のアンテナ・システムでは、前記周波数選択表面は、実質的にコプレーナでありかつ前記導電性接地面から距離 h に実質的に均等に離間された複数の実質的に同一な周期的に離間されたループを備えて構成してもよい。

【0025】本発明のアンテナ・システムでは、前記ループは、100から2000の範囲における前記周波数選択表面の面において横方向実効相対誘電率 ε_{1x} 及び ε_{1y} の低周波数リミットを有するように配置されるように構成してもよい。

【0026】本発明のアンテナ・システムでは、前記周波数選択表面は、特定の周波数において一つ以上のローレンツ・マテリアル共振を示す垂直方向透磁率 μ_{1z} を有

するように構成してもよい。

【0027】本発明のアンテナ・システムでは、前記AMCは、二つ以上のAMC共振周波数帯に対して実質的に零度反射位相で共振するように構成され、かつ前記ロッド状媒体は、スペーサ層を通して拡張している金属ボストのアレイを含んでいるスペーサ層を備え、前記周波数選択表面(FSS)は、前記スペーサ層に配置され、当該周波数選択表面は、実効媒体として、前記二つ以上のAMC共振周波数帯とは異なる所定の周波数で一つ以上のローレンツ共振を有するように構成してもよい。

【0028】本発明のアンテナ・システムでは、前記コプレーナ・ループの一つ以上のアレイは、第1の面において周期Pで規則的に離間されたループの第1のアレイ；及び第2の面で規則的に離間されたループの第2のアレイを備えて構成してもよい。

【0029】本発明のアンテナ・システムでは、隣接ループ間に直列キャパシタンスを生成するための外部コンデンサを更に備えて構成してもよい。

【0030】本発明のアンテナ・システムでは、前記コプレーナ・ループの一つ以上のアレイの各々を離間する一つ以上の誘電体層を更に備えて構成してもよい。

【0031】本発明のAMCでは、前記実効媒体モデルは、周波数により可変しかつ一つ以上のローレンツ共振を示すテンソル方向及びxテンソル方向における横方向誘電率によって特徴付けられる第1の層を更に備えて構成してもよい。

【0032】本発明のAMCでは、前記第1の層の横方向誘電率は、

$$[\text{数6}] \quad \epsilon_{11} = Y(\omega) / (j\omega\epsilon_0 t)$$

によってモデル化され、ここでY(ω)は、1ポート回路に対するフォスターの第2カノニカル・フォーム

【数7】

$$Y(\omega) = j\omega C_0 + \frac{1}{j\omega L_0} + \sum_{n=1}^N \frac{1}{R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n}}$$

によって記述されるアドミッタンス関数であり、ここでjは、虚オベレータ、ωは、角周波数、ε₀は、自由空間の誘電率、C₀は、ωが無大の値にアプローチするときの第1の層の横方向キャパシタンスにおける漸近的リミットであり、L₀は、ωが0にアプローチするときのモデルのシャント・インダクタンスにおける漸近的リミットであり、R_nは、分岐抵抗であり、L_nは、分岐インダクタンスでありかつC_nは、分岐キャパシタンスであるように構成してもよい。

【0033】本発明の人工磁気導体では、前記FSS層は、

$$[\text{数8}] \quad \mu_{11} = Z(\omega) / (j\omega\mu_0 t)$$

ここでZ(ω)が周波数選択表面に対する周波数依存インピーダンス関数であり、jが虚オベレータであり、ω

が角周波数に対応し、μ₀が自由空間の透磁率であり、かつtが周波数選択表面の厚みに対応する、によって定義された垂直方向透磁率μ₁₁を有するように構成してもよい。

【0034】

【実施例】プレーナで、電氣的に薄い、異方性材料は、電磁波に対して高インピーダンス表面であるように設計される。それは、各層が周波数による特定のテンソル誘電率及び透磁率挙動を有すべくエンジニアされた、二層の、周期的な、磁気誘電体構造である。この構造は、限定された周波数帯域に対して人工磁気導体の特性を有し、それにより、その共振周波数の近くで、反射の大きさは、ユニティに近くかつ表面における反射位相は、+/-90度間にある。また、このエンジニアされた材料は、それが高インピーダンス表面として動作する場所の近くの周波数の帯域にわたるTE及びTMモード表面波の抑制を供給する。高インピーダンス表面は、相当な改良及び効果を供給する。効果は、高表面インピーダンスの多重帯域を供給するための材料の実効媒体構成成分パラメータを最適化する方法の記述を含む。効果は、多重反射一位相共振周波数を示すためにエンジニアされた材料への導電性ループ構造の様々な実施例の導入を更に含む。効果は、追加の磁気誘電体層に頼ることなく多重反射一位相共振周波数を示す高インピーダンス表面の生成を更に含む。

【0035】この高インピーダンス表面は、表面波抑制が望ましく、かつ物理的に薄い、容易に装着可能なアンテナが望ましいような、非常に多くのアンテナ・アプリケーションを有する。これは、水平に近いマルチパス信号の軽減が望ましいような無線電話及び精密GPSアンテナにおける内部アンテナを含む。

【0036】人工磁気導体(AMC)は、平面波に対して高表面インピーダンスの帯域、及びその上をバウンドされ、かつガイドされたTE及びTMモードが伝播できない表面波バンドギャップを供給する。TE及びTMモードは、AMCの面と平行に、AMCの表面を横切って又はその間を移動している表面波である。主TMモードは、カットオフされかつ主TEモードは、このバンドギャップで漏れる。バンドギャップは、その上をTE及びTMモードがバウンド・モードとして伝播しない周波数帯域である。

【0037】図3は、アンテナ又は放射体304の近くにおけるAMC300の表面波特性を示す。図3(a)は、AMC300上を伝播する最低次数(lowest order) TM及びTE表面波モードに対するω-β図である。それがワイヤ・アンテナ304によって励起された、アンバウンド又は漏出TEモードからの放射、及び、実用的アンテナ素子である、AMC300上のアンテナ304のような、ベントワイヤ・モノポールを形成するTMモードに接続することの無能により、その上

をバウンドTE及びTM波が伝播できないバンドギャップの知識は、AMCのアンテナ・アプリケーションに対して非常に重要である。

【0038】図3(b)は、漏出波としてAMC300から放射しているTE波を示しているAMC300の断面図である。漏洩は、波がアンテナ304の近くのAMC300から離れてパワーを放射するときに表面からの放射を示している矢印の間の急激に増大する間隔によって示される。表面波の漏れは、アンテナ・アプリケーションにおけるAMC正面のエッジからの回折エネルギーを劇的に低減する。従って、小さなAMC接地平面からの放射パターンは、AMC300の前面又は上面の上の半球である、一つの半球に実質的に閉じ込めることができる。前面又は上面は、アンテナ304に近い表面である。AMC300の後面又は底面の下の、AMC300の下方又は後方の半球は、放射から本質的にシールドされる。AMC300の後面又は底面は、アンテナ304から離れる表面である。

【0039】図4は、図3の人工磁気導体300のTE表面波モードを示す。同様に、図5は、図3の人工磁気導体300のTM表面波モードを示す。図4及び5の座標軸は、かつここで用いられるように、xy平面にAMC300の表面を配置する。z軸は、表面に垂直である。図4のTEモードは、随伴磁界Hのループに沿ってx方向に伝播する。表面の上及び表面内の両方の磁界Hのx成分の振幅は、図4のグラフによって示される。図5は、随伴電界Eのループに沿って、x方向に伝播しているTMモードを示す。電界Eのx成分の相対振幅は、図5のグラフに示される。

【0040】AMC300の性能及び動作は、実効媒体モデルにより説明する。実効媒体モデルは、誘電率及び透磁率パラメータによってのみ定義される等価媒体のそれへのAMCのユニット・セルの微細で、詳細な、物理的構造の全ての变形を許容する。これらのパラメータは、AMCs上の波伝播をパラメトリック的に学習するために分析方法の使用を許容する。そのような分析モデルは、AMCsが作動する方法及び理由に対する物理的洞察、及びそれらを改善する方法の洞察に導く。それらは、あるものに、一般用語でAMCを勉強させ、そしてこの一般モデルの特定な場合として各物理的実施態様を考慮させる。しかしながら、そのようなモデルは、デバイス及び材料性能の概算を表すだけでありかつその性能の正確な計算である必要がないということに注目すべきである。

【0041】まず、従来技術の高インピーダンス表面に対する実効媒体モデルを示す。図6に示すような矩形パッチ110の矩形格子を備えている従来技術の高インピーダンス表面100を考える。各パッチ110は、それをバックプレート106に接続する金属ファイア108を有する。ファイア108は、その等方性ホスト媒体バ

ラメータが ϵ_0 及び μ_0 である、スぺーサ層102を通り抜ける。

【0042】図7は、図6の従来技術の高インピーダンス表面を実質的に特徴付けための新しい実効媒体モデルを示す。誘電率テンソルの要素は、図7に与えられている。パラメータ α は、ユニット・セル、 $a^2=A$ の面積に対する、面積、特にファイア108断面積、 $\pi d^2/4$ の比である。各ユニット・セルは、面積Aを有しかつサイズが $b \times b$ の大きさの一つのパッチ110、プラス、高インピーダンス表面100の厚み、又は図6の $h + \delta$ に等しい厚みを有し、aのピッチ又は周期の、隣接パッチ110へのx及びy方向の空間gを含む。 α は、一般的に1(ユニット)よりも遥かに小さい数であり、かつ通常1%以下であるということに注目する。

【0043】図6(b)の断面図では、高インピーダンス表面100は、第1の又は上部領域602及び第2の又は下部領域604を含む。ここで領域2として示される、下部領域604は、ロッド状媒体と呼ばれる。この領域604のTE及びTMフィールドは、ファイア又はロッド108の存在によってほんのわずかに影響を受ける。実効横方向誘電率 ϵ_{xx} 及び透磁率 μ_{xx} は、誘電体の媒体パラメータからの小さな摂動として計算される。これは、環状円筒形 $\pi d^2/2$ の電気的分極率が、その直径が周期aに対して小さい薄い金属ロッドに対して非常に小さいからである。また、実効横方向誘電率 ϵ_{xx} 及び透磁率 μ_{xx} は、周波数に対して一定であるということにも注目する。しかしながら、垂直方向の、又はz方向の、誘電率は、非常に分散性であるか又は周波数依存である。無限ロッド状媒体において、横方向(x又はy)に進行しているz方向電界を有するTEM波は、高域フィルタとしてロッド状媒体102を見る。TEM波は、それ以下では ϵ_{xx} が負であり、かつこのカットオフ周波数より上では ϵ_{xx} が正でありかつホスト誘電率 ϵ_0 に漸近的にアプローチするようなカットオフ周波数 f_c を経験する。このカットオフ周波数は、

【数9】

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{\epsilon_0 \epsilon_0 \mu_0 \mu_0} \frac{A}{4\pi} \left[\ln \left(\frac{1}{\alpha} \right) + \alpha - 1 \right]}$$

によって実質的に与えられる。従来技術の高インピーダンス表面100の反射位相共振周波数は、 ϵ_{xx} がかなり負であるような、ロッド状媒体102のカットオフ周波数よりも遥かに下であることが見出される。

【0044】領域1として示される、上部領域602は、容量性FSSである。横方向誘電率 ϵ_{xx} 又は ϵ_{yy} は、 $\epsilon_{xx} = \epsilon_{yy} \gg 1$ 、高インピーダンス表面100のような単一層周波数選択表面に対して一般的に10と100の間であるようにエッジ接続金属パッチ110の存在によって増大される。実効シート・キャパシタンスC

$= \varepsilon_0 \varepsilon_{1x}$ t は、各パッチ 110 の形状によって独自に定義されるが、しかし t が任意に選択されるので、実効媒体モデルの ε_{1x} は、ある程度任意である。変数 t は、必ずしも δ で示されるパッチの厚みではない。しかしながら、 t は、スペーサ層 604 の高さ h よりも遥かに小さくすべきである。

【0045】従来技術の高インピーダンス表面 100 の上部層 602 に対するテンソル成分は、周波数により変化しない一定値である。即ち、それらは、非分散である。更に、上部層 602 に対して、透磁率の z 成分は、 $\mu_{1z} = 2 / \varepsilon_{1x}$ によって横方向誘電率に逆比例する。一度シート・キャパシタンスが定義されると、 μ_{1z} は、固定される。

【0046】人工磁気分子 (artificial magnetic molecule) の概念を導入することは有用である。人工磁気分子 (AMM) は、一般的に一平面にある電氣的に小さい導電性ループである。ループ円周及びループ直径の両方は、動作の有用周波数における一つの自由空間波長よりも遥かに小さい。ループ面積だけが磁気双極子モーメントに影響を及ぼすので、ループは、円、正方形、六角形、或いは他の多角形状でありうる。一般的に、ループは、それらの自然の共振周波数より遥か下の周波数でそれらを共振させる直列コンデンサが負荷されている。

【0047】AMMs の三次元の、規則的なアレイ又は格子は、意図的損失が付加されないと想定して、その透磁率がローレンツ共振を示すことができる人工材料である。ローレンツ共振周波数では、人工材料の透磁率は、無限大に近づく。ループ共振がエンジニアされたところにより、分子のアレイは、ループに垂直な方向においてバルク常磁性材料 ($\mu_r > 1$) として又は反磁性材料 ($\mu_r < 1$) として挙動することができる。AMMs は、AMCs における、FSS 層、領域 1 の垂直方向透磁率を抑制するために用いうる。その結果、これは、TE モード・カットオフ周波数、それゆえに表面波バンドギャップに直接衝撃 (ダイレクト・インパクト) を有する。

【0048】従来技術の高インピーダンス表面は、 $f_0 = 1 / (2\pi\sqrt{\mu_0\mu_0}hC)$ に近い基本、又は最小共振周波数を有する。ここで、スペーサ層は、電氣的に薄い ($\beta h \ll 1$ であり、ここで $\beta = \sqrt{\mu_0\mu_0\varepsilon_0\varepsilon_0}$)。また、より高次の共振も見出されるが、しかし、 $\beta h \approx n\pi$ かつ $n=1, 2, 3, \dots$ であるようなより高い周波数において、 $n=1$ の高次共振は、基本共振よりも 5 から 50 倍程、一般的に高い。そこで、低マイクロ波 (1-3 GHz) で動作するように設計された従来技術の高インピーダンス表面は、(30 GHz より上の) ミリメートル波帯域におけるその次の反射位相共振を一般的に示す。

【0049】その共振周波数が、約 2:1 又は 3:1 の比率内に、全てが相対的に隣接して離間された高インビ

ーダンス表面の二次帯域又は多重帯域を供給する AMC に対する必要性が存在する。これは、例えば、多重帯域アンテナ・アプリケーションに対して必要とされる。更に、二次又はより高次の反射位相共振を任意にエンジニア又は指定させる十分なエンジニア自由度を有する AMC に対する必要性が存在する。二層以上 (4、6、8、等) が AMC の構成に用いられるならば多重反射位相共振が可能である。しかしながら、これは、単一共振周波数デザインと比較して費用、重量、及び厚みが加わる。

10 そこで、より経済的な二層デザインから多重共振を達成する手段に対する必要性が存在する。更に、高インピーダンス帯域の全てに対する、かつ $+/-90^\circ$ 反射位相帯域幅内の、バウンドされ、ガイドされた TE 及び TM モード表面波に対するバンドギャップの存在を確実にする手段に対する必要性が存在する。

【0050】図 8 は、人工磁気導体 (AMC) 800 を示す。AMC 800 は、一実施例では互いに強力に容量的に結合された共振ループ又は人工磁気分子 804 のコプレーナリー・アレイであり、容量性周波数選択表面 (FSS) を形成している、アレイ 802 を含む。図示した実施例の共振ループ 804 は、均等に離間されかつ固体導電性接地面 806 の上方の高さ h にある。電氣的に短絡された (ショートな) 導電性ポスト又はファイア 808 のアレイは、接地面 806 だけに取付けられかつ長さ h を有する。各ループ 804 は、集中容量性負荷 810 を含む。人工磁気分子 (AMMs) の一つ以上の層又は人工磁気導体 800 の共振ループは、AMC 800 の表面に対して垂直な方向に周波数依存透磁率を生成する。

30 【0051】人工磁気分子 804 の単一層を有する AMC 800 を図 8 に示す。この実施例では、各ループ及びコンデンサ負荷は、全てのループが同じ共振周波数を実質的に有するように実質的に同じである。代替実施例では、異なる特性を有しているループを用いうる。物理的実現では、製作公差及び他の原因により、個々のループ及びそれらの関連共振周波数は、必ずしも同じではない。

【0052】人工磁気分子 804 の多重層を有する AMC 900 を図 9 に示す。図 10 は、図 9 の人工磁気導体 900 の断面図である。AMC 900 は、第 1 の周波数 f_1 で共振するループ 804 の第 1 の層 902 を含む。AMC 900 は、第 2 の周波数 f_2 で共振するループ 804 の第 2 の層 904 を含む。ループの第 1 の層 902 の各ループ 804 は、集中容量性負荷 C_1 908 を含む。ループの第 2 の層 904 の各ループ 804 は、集中容量性負荷 C_2 906 を含む。集中キャパシタンスは、同じでありうるがしかしそうである必要はない。組合せにおいて、ループ 804 の第 1 の層 902 とループ 904 の第 2 の層 906 は、スペーサ層 912 に配置された周波数選択表面 (FSS) 層 910 を形成する。実際の

アプリケーションでは、多重層AMC900に対する横方向実効相対誘電率 ϵ_{1x} 及び ϵ_{1y} の低周波数制限は、100と2000の間にある。従って、強力な容量性結合がループ902と904の間に存在する。この結合を達成するための実用的方法は、図10に示すようにFSS誘電体層の両側にループの二つの層を印刷することである。他の表現も同様に選択しうる。

【0053】図11は、図8のAMC800のような人工磁気導体用ループ1100の第1の物理的実施例を示す。人工磁気分子を形成するループ1100のような導電性ループは、のような正方形、矩形、円形、三角形、六角形、等の様々な形状でインブリメントすることができる。図11の実施例では、ループ1100は、形状が正方形である。ノッチ1102は、自己インダクタンスを増大するようにループにデザインすることができ、それはAMMsの共振周波数を低くする。また、ノッチ1102及びギャップ1104は、特定の所望の応答にループ1100の性能をエンジニアするように導入することもできる。例えば、バンド又は共振周波数は、ループ1100に対して特定の形状を選択することによって選択しうる。一般に、ギャップ1104は、ループ1100の中心から外縁までループ1100のサイドを通して全てをカットする。対照的に、ノッチは、ループ1100の中心と外縁との間のサイドの一部だけをカットする。図11は、可能性のある正方形ループ・デザインの選択を示す。

【0054】図12は、そのFSS層が図11(d)の正方形ループを用いる二層人工磁気導体の一部を示す。比較的大きい表面積を有するワイド・ループは、図12に示すような、二層オーバーラッピングAMCで用いられる場合に隣接する層のループ間で容量性結合をプロモートする。ギャップ1104のオーバーラップ領域1202は、ループ共振に必要な直列容量性結合を供給する。

【0055】一つの好ましい実施例では、図11及び図12に示すタイプのループは、通常のプリント回路基板(PCB)製造技術を用いて誘電体材料の表面で形成される。例えば、金属層は、PCBの表面に配置されかつそれに続いて化学エッチング又は他の技法によりパターン化される。そのような処理は、プリント特徴の大きさ、間隔及び均一性の正確な制御を供給する。

【0056】図13及び14は、図12に示したAMCの垂直入射反射位相に対するシミュレーション結果を示す。両方のシミュレーションにおいて、入射電界は、y偏波される。図13に示すシミュレーションでは、 $P=10.4\text{ mm}$ 、 $h=6\text{ mm}$ 、 $t=0.2\text{ mm}$ 、 $s=7.2\text{ mm}$ 、 $w=1.6\text{ mm}$ 、 $g2=0.4\text{ mm}$ 、 $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=3.38$ である。図13は、1.685 GHz付近の基本共振、及び2.8 GHz付近の二次共振を示す。図14では、図12においてループが短絡されかつg2

=0であるようにループのギャップが排除された場合には、唯一つの共振が得られる。ギャップ1104を有するAMC800が二次共振を有する理由は、周波数選択表面の実効横方向誘電率が周波数依存になるからである。簡単な容量性モデルはもはや適当ではない。

【0057】図15は、図8の人工磁気導体800の一部に対する等価回路を示す。図15(a)は、複合周波数選択表面(FSS)構造の実効横方向誘電率に対する汎用分析モデルである、一ポート回路の入力アドミッタンスに対する第2のフォスター・カノニカル形を示す。図15(b)は、それにより二つの材料又は固有の共振が想定されるFSSに対する特定の等価回路モデルの例を示す。図15(c)は、図9のAMC900のような、二層AMCに垂直に入射する平面波に対するTEMモード等価回路を示す。上記したように、ここで開発されたモデルは、こので説明しかつ示されたAMCsのようなデバイスを特徴付け、理解し、デザインしかつエンジニアするために有用である。これらのモデルは、実際のデバイスの挙動の近似を示す。

【0058】図12に示すような、複合ループFSS構造は、より複合的な回路モデルを用いて適当にモデル化することができる分散性、又は周波数依存の、実効横方向誘電率を有する。更に、分散性誘電体媒体に対する分析回路モデルは、複合FSS構造の横方向誘電率をモデル化するために適用性において拡張することができる。図15(a)に示す、一ポートネットワークに対する第2のフォスター・カノニカル回路は、全ての電氣的に薄いFSS構造をカバーすべき一般的な場合である。各ブランチは、FSSの固有共振を表す。低損失材料から作られたFSSに対して、 R_n は、非常に低いことが期待され、それゆえに共振は、ローレンチアン(Lorentzian)であることが期待される。

【0059】図12に示すループFSSに対する実効シート・キャパシタンスは、1.685 GHzと2.8 GHzとの間のどこかにローレンツ共振を有する。実際、このFSSの横方向誘電率が、図15(b)に示すような、3分岐(スリー・ブランチ: three-branch)アドミッタンス回路だけを用いてモデル化されるならば、図16の上部グラフに示す ϵ_{1y} 曲線1602を得る。二つのFSS材料共振は、2.25 GHz及び3.2 GHzの近くではっきり分かる。 ϵ_{1y} 曲線1604は、AMCに対する共振、ゼロ度反射位相を達成するために必要な横方向相対誘電率である。この曲線1604は、FSSの容量性リアクタンス、 $X_c=1/(\omega C)=1/(\omega \epsilon_{1y} \epsilon_0 t)$ を、スぺーサ層のインダクティブ・リアクタンス、 $X_L=\omega L=\omega \mu_{1x} \mu_0 h$ に等しくし、かつ横方向相対誘電率: $\epsilon_{1y}=1/(\omega^2 \mu_{1x} \mu_0 \epsilon_0 h t)$ を解くことによって簡単に見出される。曲線1602と曲線1604との交叉地点は、反射位相共振に対する周波数を定義する。図16の下部グラフに示す反射位相曲線は、

FSSのアドミッタンスがスペーサ層及びバック面を表している長さ h の短絡伝送線路と並列に配置されるような図15(c)に示す伝送線路モデルを用いて計算された。この回路モデルは、実質的に ϵ_r プロットにおける交叉地点の周波数である、1.2GHz及び2.75GHzの近くにデュアル共振を予測する。それゆえに、FSS横方向誘電率に対する分析回路モデルにおける多重共振ブランチは、多重AMC位相共振の存在を説明するために用いることができる。実現可能FSS構造は、十分な数のシャント・ブランチを用いて正確にモデル化することができる。

【0060】大きな横方向実効誘電率をもたらすためにFSS構造においてインプリメントされる多くの異なる正方形ループ・デザインが存在する。実質的に同じ大きさでかつ類似する形状のループが単一の誘電体層FSSの両側にプリントされる異なる例を図17、図20及び図21に示す。図17に示すデザインのAMCに適用された x 及び y 偏波電界に対する反射位相結果を図18及び図19に示す。このデザインでは、このプリントAMCがロジャーR04003基板材料を用いて制作されるので、FSS及びスペーサ層の両方において、 $P=400$ ミル、 $g1=30$ ミル、 $g2=20$ ミル、 $r=40$ ミル、 $w=30$ ミル、 $t=8$ ミル、及び $h=60$ ミル、 $\epsilon_r=3.38$ である。各ループの中心に、20ミル直径のメッキされたスルー・ホールを用いてブレイクが制作される。

【0061】図18は、図17のAMCに垂直に入射する x 偏波電界に対する実測反射位相データを示す。共振周波数は、1.6GHz及び3.45GHzの近くで観測される。同様に、図19は、図17のAMCに垂直に入射する y 偏波電界に対する実測反射位相データを示す。共振周波数は、1.4GHz及び2.65GHzの近くで観測される。

【0062】図18及び図19において、デュアル共振性能は、位相データに明らかに見られる。制作された特定の場合について、各偏波は、異なる共振周波数を見る。しかしながら、デザインは、共振周波数を偏波独立にするために十分な自由度を有すると思われる。

【0063】図21は、正方形ループでインプリメントされる周波数選択表面に対する異なる代替実施例を示す。図21の図示するループ・デザインは、各コーナーに向って中心2104から各コーナーに向ってカットされた深いノッチ2102を有する各層902、904上にオーバーラッピング正方形ループ2100を有する。ギャップ2106、2108は、上部層で4:30の位置にかつ下部層で7:30の位置にそれぞれ見出される。また、このデザインは、スペーサ層及びFSS層の厚みとしてロジャーR04003($\epsilon_r=3.38$)の $h=60$ ミル及び $t=8$ ミルを用いて、それぞれ制作された。 x 及び y 方向Eフィールド偏波に対するAMC反

射位相を図22及び図23にそれぞれ示す。再度、デュアル共振性能は、明らかに見られる。

【0064】分散性容量性FSS構造の代替タイプは、ループ2402が単一誘電体層FSSの一つの側(面)に印刷されかつノッチされたパッチ2404が単一誘電体層FSSの他の側(面)に印刷されるように生成することができる。一例を図24に示す。

【0065】図17、20、21及び24に示した正方形ループの他に、ループ自己インダクタンスを増大するノッチを含む様々な形状で六角形ループをプリントすることができる。これらのノッチは、数及び位置において変化しうるし、かつそれらは、必ずしも所与のループで同じ大きさである必要はない。更に、誘電体層の両側(両面)にプリントされたループは、異なる大きさ及び特徴を有することができる。多重層ループFSS構造を独自に定義する途方もない数の独立変数が存在する。

【0066】六角形ループFSSデザインの6つの可能性を図25、26及び27に示す。図25、26及び27のそれぞれにおいて、ループの第1の層902は、ループ904の第2の層に容量的に結合される。この示された六角形ループは、正六角形であることを意図している。このアプリケーションにおいて歪んだ六角形を考えることができるが、しかしそれらの効果は、この時点では未知である。

【0067】図28は、高インピーダンス表面2800に対する実効媒体モデルを示す。図28の汎用実効媒体モデルは、図1の従来技術の高インピーダンス表面100及び図8の人工磁気導体(AMC)800のような高インピーダンス表面に適用可能である。AMC800は、二つの異なる電気的に薄い層、周波数選択表面(FSS)802及びスペーサ層804を含む。各層802、804は、 x 及び y 方向の両方で周期的に繰り返されるユニット・セルを有する周期的構造である。各層802、804の周期は、それらはある実施例ではそうでありうるが、必ずしも同じである必要がないし或いは整数比によって関連する必要もない。各層の周期は、分析の周波数における自由空間波長 λ より遥かに小さい($\lambda/10$ 又はそれ以下)。これらの状況では、実効媒体モデルは、各ユニット・セル内の詳細な微細構造に対して代入されうる。上記したように、実効媒体モデルは、図8のAMC800のような表面の性能又は属性を必ずしも正確に特徴付ける必要はないが、しかしエンジニアリング及び分析のために性能を単にモデル化するだけである。モデルの全体的効果又はそれから得られる利益を変更することなく実効媒体モデルの形態に対して変更を行う。

【0068】説明するように、図8のAMC800に対する高インピーダンス表面2800は、それぞれの層が独自のテンソル誘電率及びテンソル透磁率を有している。上部層及び下部層を含む実効媒体モデルによって特

徴付けられる。各層のテンソル誘電率及び各層のテンソル透磁率は、 x 及び y テンソル方向が各対応層を有する平面内にありかつ z テンソル方向が各層に垂直であり、主テンソル対角だけにノンゼロ成分を有する。AMC 800に対する結果は、多重共振周波数におけるAMC共振である。

【0069】図28の二層実効媒体モデルにおいて、各層2802、2804は、透磁率 μ 及び誘電率 ϵ の両方がテンソルであることを意味する、二異方性媒体(bi-anisotropic media)である。更に、各層2802、2804は、 μ 及び ϵ の両方において、3つの主要対角構成成分の二つが等しく、かつ対角外成分がゼロであることを意味する単軸である。そこで各層2802、2804は、二単軸媒体(bi-uniaxial media)と考えられる。下付き添字 t 及び n は、横方向(x 及び y 方向)及び垂直方向(z 方向)の構成成分を表す。

表1

波型	電界が見る	磁界が見る
TEM、垂直入射	$\epsilon_{1t}, \epsilon_{2t}$	μ_{1t}, μ_{2t}
x に対するTE	$\epsilon_{1t}, \epsilon_{2t}$	$\mu_{1t}, \mu_{2t}, \mu_{1n}, \mu_{2n}$
x に対するTM	$\epsilon_{1t}, \epsilon_{2t}, \epsilon_{1n}, \epsilon_{2n}$	μ_{1t}, μ_{2t}

【0072】高インピーダンス表面2800を伝播するTE表面波は、図4に示すフィールド構成を有する。定義により、Eフィールドは、波伝播の方向、 $+x$ 方向に対して横方向である。また、それは、表面に並行である。そこで、電界は、横方向誘電率だけを見る。しかしながら、Hフィールド力線は、Eフィールド力線を取り囲む xz 平面にループを形成する。そこで、Hフィールドは、横方向及び垂直方向透磁率の両方を見る。

【0073】TM表面波は、図5に示すフィールド構成を有する。TM波に対して、E及びHフィールドの役割は、TE表面波に対して逆になることに注目する。TMモードについて、Hフィールドは、伝播の方向に対して横方向であり、かつ(xz 平面の)Eフィールド力線は、Hフィールドを取り囲む。そこで、TMモード電界は、横方向及び垂直方向誘電率の両方を見る。

【0074】以下の結論は、図28の汎用実効媒体モデルから導き出される。第1に、 ϵ_{1n} 及び ϵ_{2n} は、TMモードの独立制御を許可する基本パラメータであり、それゆえに主TMモード・カットオフ周波数である。第2に、 μ_{1n} 及び μ_{2n} は、TEモードの独立制御を許可する基本パラメータであり、それゆえに主TEモード・カットオフ周波数である。

【0075】図1の従来技術の高インピーダンス表面100と、AMC800(図8)又はAMC900(図9、図10)のようなAMCとの間を区別するための一つの方法は、 $\underline{\mu}$ 及び $\underline{\epsilon}$ テンソルの成分における相違を調べることによってである。図29は、その周波数選択

*【0070】高インピーダンス表面2800に対する二単軸実効媒体モデルは、4つの材料パラメータを有する：横方向及び垂直方向誘電率と横方向及び垂直方向透磁率。二つの層2802、2804が与えられると、このモデルを独自に定義するために必要な合計8つの材料パラメータが存在する。しかしながら、所与のタイプの電磁波は、これら8つのパラメータの限定されたサブセットだけを見る。例えば、横方向電磁気(TEM)モードである、垂直入射の均一平面波は、誘電率及び透磁率の横方向成分だけによって影響を受ける。これは、AMC共振及び高インピーダンス帯域幅を示す、垂直入射反射位相プロットは、 ϵ_{1t} 、 ϵ_{2t} 、 μ_{1t} 、及び μ_{2t} (並びに高さ h 及び t)だけの関数であるということを意味する。これを以下の表1に要約する。

【0071】

【表1】

表面102が、大きさ g のギャップによって分離された、大きさが $b \times b$ の正方形導電性パッチのコプレーナ層である従来技術の高インピーダンス表面100を示す。高インピーダンス表面100では、 ϵ_0 は、スペーサ層のバックグラウンド又はホスト誘電体媒体の相対誘電率であり、 μ_0 は、スペーサ層のこのバックグラウンド媒体の相対透磁率であり、かつ α は、ロッド状媒体又はスペーサ層104のユニット・セルのエリア A に対する各ロッド又はポストの断面エリアの比である。相対誘電率 $\epsilon_{eff} = (1 + \epsilon_0)/2$ は、空気の相対誘電体定数とスペーサ層104のバックグラウンド媒体の平均である。Cは、固定FSSシート・キャパシタンスを示す。

【0076】高インピーダンス表面100及びAMC 800、900の両方に対する誘電率テンソルは、単軸であるか、又は $\epsilon_{1x} = \epsilon_{1y} = \epsilon_{1t} \neq \epsilon_{1z} = \epsilon_{1n}$ ； $i = 1, 2$ であり、透磁率テンソルに対しても同じである。高インピーダンス表面100は、それぞれが同じ周期を有している、ロッド及び正方形パッチの両方の正方形格子を有する。従って、ユニット・セル面積 $A = (g + b)^2$ である。また、 $\alpha = (\pi d^2/4)/A$ であり、ここで d は、ロッド又はポストの直径である。ロッド又はポストの大きさは、共振周波数における波長に対して非常に小さい。ロッド又はポストは、通常のプリント回路基板におけるメッキされたスルーホール又はブライアのような、適当な物理的実施例によって、又はフォーム(f foam)を通して挿入されたワイヤによって実現される。それぞれが接地平面に電氣的に結合される、垂直導体

(即ち、 z 軸に並行)のフォレスト(林立)を生成するための技法を用いる。導体又はロッドは、断面が円形でありうるか又は大きさがスペーサ層のホスト媒体又は誘電体の波長 λ に対して小さいあらゆる断面のフラット・ストリップでありうる。このコンテキストにおいて、ロッドに対する小さな寸法は、一般的に $\lambda/1000$ から $\lambda/25$ の範囲にある。

【0077】ある実施例では、AMC800は、 x テンソル方向の横方向誘電率に実質的に等しい y テンソル方向の横方向誘電率を有する。これは、 y 軸に沿ったインピーダンスが x 軸に沿ったインピーダンスに実質的に等しいような等方性高インピーダンス表面をもたらす。代替実施例では、異方性高インピーダンス表面を生成するために y テンソル方向の横方向誘電率は、 x テンソル方*

表2

	高インピーダンス表面100	AMC 800, 900
FSS層 (上部層)	$\epsilon_{1x} = \epsilon_{1y} = \frac{C}{\epsilon_0 t}$	$\epsilon_{1x} = \epsilon_{1y} = \frac{Y(\omega)}{j\omega\epsilon_0 t}$
	$\epsilon_{1z} = 1$	$\epsilon_{1z} = 1$
	$\mu_{1x} = \mu_{1y} = 1$	$\mu_{1x} = \mu_{1y} = 1$
	$\mu_{1z} = \frac{2\epsilon_{ng}}{\epsilon_{1x}}$	$\mu_{1z} = \frac{Z(\omega)}{j\omega\mu_0 t}$
スペーサ層 (下部層)	$\epsilon_{2x} = \epsilon_{2y} = \epsilon_D \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right)$	$\epsilon_{2x} = \epsilon_{2y} = \epsilon_D \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right)$
	$\epsilon_{2z} = \epsilon_D - \frac{1}{\omega^2 \epsilon_0 \mu_0 \mu_D \frac{\lambda}{4\pi} \left[\ln \left(\frac{1}{\alpha} \right) + \alpha - 1 \right]}$	高インピーダンス 表面100と同じ
	$\mu_{2x} = \mu_{2y} = \frac{\epsilon_D}{\epsilon_{2x}} \mu_D$	$\mu_{2x} = \mu_{2y} = \frac{\epsilon_D}{\epsilon_{2x}} \mu_D$
	$\mu_{2z} = (1-\alpha)\mu_D$	$\mu_{2z} = (1-\alpha)\mu_D$

【0080】表2では、 $Y(\omega)$ は、一ポート回路に対して第2のフォスター・カノニカル形で書かれたアドミッタンス関数である：

【数10】

$$Y(\omega) = j\omega C_\infty + \frac{1}{j\omega L_0} + \sum_{n=1}^N \frac{1}{R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n}}$$

このアドミッタンス関数 $Y(\omega)$ は、関係 $Y = j\omega C$ によるAMC800、900のFSS802のシート・キャパシタンス($C = \epsilon_{zz} \epsilon_0 t$)に関係する。高インピーダンス表面100は、周波数依存であるFSSキャパシタンスを有する。しかしながら、AMC800、900は、そのキャパシタンスがシート・キャパシタンスが規定された周波数で一つ以上のローレンツ共振をするような方法でインダクティブ素子を含むFSS802を有する。そのような共振は、人工磁気分子とも称される、

*向の横方向誘電率に等しくなく、二つの面内軸に沿ったインピーダンスが等しくないことを意味する。後者の例を図17及び図21に示す。

【0078】高インピーダンス表面100及びAMC800、900の両方を実質的にモデル化するための実効媒体モデルを表2に列挙する。テンソル成分の二つは、従来技術の高インピーダンス表面100に対してAMC800、900において明瞭に異なる。これらは、上部層又は周波数選択表面の両方の、横方向誘電率 ϵ_{1x} 、 ϵ_{1y} 及び垂直方向透磁率 μ_{1z} である。低い層又はスペーサ層に対するモデルは、高インピーダンス表面100及びAMC800、900の両方において同じである。

【0079】

【表2】

共振ループ構造の物理的特徴をFSS802に統合することによって達成される。動作の周波数が増大されると、FSS802のキャパシタンスは、全キャパシタンスにおいて一連の突然の変更をする。

【0081】図30は、図8のAMC800及び図9のAMC900の周波数選択表面802に対するシート・キャパシタンスを示す。図30(a)は、FSS802のキャパシタンスが周波数依存であるということを示す。図30(b)は、 R_n が重要であるような損失性FSSから取得したデバイス応答を示す。図30では、二つのFSS共振($\omega_n = 1/\sqrt{L_n C_n}$ 、 $N=2$)が定義される。各共振周波数にわたるキャパシタンスにおける降下は、 $Y(\omega)$ の各シャント・ブランチにおけるキャパシタンス、 C_n に等しい。ローレンツ共振の周辺の急速に変化するキャパシタンスの領域が狭帯域アンテナ要求事項を有利にするために用いられるが、ある実施例は、共振間のさらにゆっくり変化する領域、又はプラト

ーを使用しうる。このFSSキャパシタンスは、AMC 800、900に対する反射係数位相における共振を達成するために、一定である、スペーサ層804のインダクタンスをチューンするために用いられる。周波数の関数としてのこの多値FSSキャパシタンスは、それによって高表面インピーダンスの多重帯域がAMC800、900に対して達成されるメカニズムである。

【0082】対照的に、二層高インピーダンス表面100は、基本周波数、プラス、底部層の電気的厚みが $n\pi$ であり n が整数であるようなところに近いより高い周波数における反射位相共振を供給する。これらのより高い周波数共振は、近似的に調和的に関連し、それゆえに制御不能である。

【0083】高インピーダンス表面100及びAMC800に対するテンソル実効媒体特性における第2の相違は、垂直透磁率成分 μ_{11} におけるものである。高インピーダンス表面100は、定数 μ_{11} を有し、AMC800、900は、周波数依存 μ_{11} を有するようにデザインされる。インピーダンス関数 $Z(\omega)$ は、一ポート回路に対して第1のフォスター・カノニカル形で書くことができる。

【数11】

$$Z(\omega) = j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} + \sum_{n=1}^N \frac{1}{G_n + j\omega C_n + \frac{1}{j\omega L_n}}$$

このインピーダンス関数は、独自に共振する人工磁気分子の数及び方向（方位）に係わりなくAMC800、900のFSS802の垂直方向透磁率を正確に記述するために十分である。

【0084】そのFSS102が金属パッチで構成される従来技術の高インピーダンス表面100は、 μ_{11} に対して低いバウンドを有する。この低いバウンドは、近似関係 $\mu_{11} \approx 2/\epsilon_{11}$ により横方向誘電率に逆に関連する。FSSシート・キャパシタンスに係わりなく、 μ_{11} は、従来技術の高インピーダンス表面100に対してこの値で固定される。しかしながら、 $\mu_{11} = 2/\epsilon_{11}$ よりも低い垂直方向透磁率は、AMC800及びAMC900のような多重帯域AMCの高インピーダンス帯域の全てにおけるガイド・バウンドTEモードをカットオフすることが必要とされる。

【0085】AMC800、900のFSS802で用いられるオーバーラッピング ループは、垂直方向透磁率の独立制御を許容する。垂直方向透磁率は、AMC800及びAMC900のような多重帯域AMCにおける $+/-90^\circ$ 反射位相帯域幅のあるもの及び可能的に全てにわたり表面波抑制が発生するように選択される。図示した実施例は、個々に又はキャパシタンスで掛け算されてチューンされた、FSS層802として、又は容量性FSS層に関して、オーバーラッピング・ループの

アレイを用いる。このキャパシタンスは、ループの自己キャパシタンス、隣接層によって供給されるキャパシタンス、又はチップ・コンデンサのようなFSSに取付けられた外部コンデンサのキャパシタンスでありうる。ループ及びキャパシタンスは、動作の所望の帯域にわたり一連のローレンツ共振を取得するようにチューンされる。共振FSS横方向誘電率の場合と同じように、人工磁気分子の共振は、垂直方向透磁率を漸次降下する一連の階段ステップをデザイナーにもたらす。再び、共振の周辺で急速に変化する垂直方向透磁率の領域は、狭帯域動作における促進のために用いられる。しかしながら、図示した実施例は、高インピーダンス動作の所望の帯域内のガイド・バウンドTE表面波のオンセットを抑制するために拡張された低下垂直方向透磁率のプラトーを用いる。

【0086】要するに、実効横方向誘電率 ϵ_{11} の共振の目的は、高表面インピーダンスの多重帯域を供給することである。垂直方向透磁率 μ_{11} の共振の目的は、高インピーダンス動作の所望の帯域の内側のTEモードのオフセットを防ぐためにその値を下げることである。

【0087】あるアプリケーションでは、単一誘電体層以上によって分離されるループの二層以上を有している人工磁気導体は、重要な性能効果を供給しうる。図31は、多重層周波数選択表面（FSS）3102を含んでいる人工磁気導体3100を示す。AMC3100は、導電性接地平面3104と、及びFSS3102と導電性接地平面3104との間に配置されたスペーサ層3106を形成しているロッド状媒体とを更に含む。FSS3102は、周波数依存表面3102に垂直な方向に周波数依存透磁率 μ_{11} を有する。例示的寸法及び座標軸を図31に示す。

【0088】FSS3102は、実質的にコプレーナな人工磁気分子の3つのアレイを含む。人工磁気分子は、オーバーラッピング容量的結合ループとしてインプリメントされるのが好ましい。図31の実施例では、FSS3102は、人工磁気分子の第1のアレイ3112、第2のアレイ3114及び第3のアレイ3116を含む。第1の誘電体層3118は、人工磁気分子の第1のアレイ3112を人工磁気分子の第2のアレイ3114から分離する。

【0089】アレイ3112、3114、3116は、それぞれの面においてコプレーナであるように示されている。この構成は、PCB表面に金属層を堆積しかつ化学又は他の処理でエッチングする通常のプリント回路基板（PCB）製造技術を用いて製造するために特に適している。他の実施例では、実質的にコプレーナではない人工磁気分子のアレイを生成する、他の製造技術を代用しうる。

【0090】また、AMC3100は、二つの誘電体層3118、3120によって分離されるループの3つの

層3112、3114、3116を含む。他の実施例では、ループの層と誘電体層の他の組合せを用いる。一般に、開示された実施例によるFSSは、ループの n 個の層及び、ループの層を分離する $n-1$ 個の誘電体層を含む。

【0091】スぺーサ層3106は、誘電体材料に周期的に配置された金属ロッド3108を含む。好ましくは、ループ3112、3114、3116の各アレイの各ループは、スぺーサ層3106のロッド3108に関連付けられる。例えば、上述したような、あらゆる適当な製造方法が、スぺーサ層3108のロッド状媒体を製造するために用いられる。

【0092】図32は、図31の多重層周波数選択表面3102の平面図を示す。図32は、周波数選択表面3102の第1のアレイ3112、第2のアレイ3114及び第3のアレイ3116を示す。各アレイの一部だけがそれぞれのアレイの成層を示すために可視である。

【0093】図32では、アレイ3112、3114、3116のそれぞれは、FSS3102で周期的に離間された実質的に同じ六角形ループを含む。各ループは、ループの自己インダクタンスをテイラーするためにノッチが施されかつループの共振周波数をテイラーするためにギャップを含む。図31及び32の実施例は、説明のためだけである。他の実施例では、異なる数の層又はアレイと共に、異なる大きさ及び形状のループを用いる。

【0094】

【発明の効果】上記から、本実施例は、多重反射位相共振、又は多重帯域性能を示す様々な高インピーダンス表面又は人工磁気導体を提供することが理解できる。高表面インピーダンスに対する共振周波数は、調和的に関連していないが、しかしデザイン又はエンジニアされうる周波数で発生する。これは、一つ以上のローレンツ共振を示す周波数による挙動を有するように上部層のテンソル誘電率をデザインすることによって達成される。

【0095】本発明の特定の実施例を示しかつ記述したが、変更を行う。人工誘電体及び磁気材料を用いることによるような、多重帯域表面波抑制AMCsを構築する目的で、負軸方向誘電率及び低下軸方向透磁率を有する異方性材料を作成するか又は用いる他の方法は、この記述した実施例の拡張である。そのような方法は、ローレンツ材料共振と所望の動作帯域の位置との相関関係に対する上記説明に従うことによって当業者によって促進するために用いることができる。従って、本発明の真の精神及び範囲に従うそのようは変化及び変更を網羅することを特許請求の範囲において従って意図するものである。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来技術の高インピーダンス表面の斜視図であ

る。

【図2】従来技術の高インピーダンス表面に対する反射位相モデルを示す図である。

【図3】人工磁気導体の表面波特性を示す図である。

【図4】図3の人工磁気導体において x 方向に伝播するTEモード表面波の電磁界（電磁場）を示す図である。

【図5】図3の人工磁気導体において x 方向に伝播するTMモード表面波の電磁界を示す図である。

【図6】従来技術の高インピーダンス表面の平面及び断面図である。

【図7】図6の従来技術の高インピーダンス表面に対する新しい実効媒体モデルを示す図である。

【図8】人工磁気導体の第1の実施例を示す図である。

【図9】人工磁気導体の第2の、多重層実施例を示す図である。

【図10】図9の人工磁気導体の断面図である。

【図11】人工磁気分子に対するループの第1の物理的実施例を示す図である。

【図12】図11(d)のループを用いている多重層人工磁気導体を示す図である。

【図13】図12に示す人工磁気導体の垂直入射反射位相に対する y -偏波電磁シミュレーション結果を示す図である。

【図14】ループのギャップが一緒に短くされたこと以外は、図12に示すものにかなり類似する人工磁気導体の垂直入射反射位相に対する y -偏波電磁シミュレーション結果を示す図である。

【図15】図8の二層人工磁気導体の上部層、又はFSS層、に対するTEMモード等価回路を示す図である。

【図16】多重共振FSSの特定の場合に対する実効相対誘電率；その上部層としてこのFSSを用いるAMCを示す図である。

【図17】矩形ループでインプリメントされた周波数選択表面に対する代替実施例を示す図である。

【図18】図17のAMCに垂直に入射する x -偏波電界に対する計測反射位相データを示す図である。

【図19】図17のAMCに垂直に入射する y -偏波電界に対する計測反射位相データを示す図である。

【図20】矩形ループでインプリメントされた周波数選択表面に対する追加の代替実施例を示す図である。

【図21】矩形ループでインプリメントされた周波数選択表面に対する追加の代替実施例を示す図である。

【図22】図21のAMCに垂直に入射する x -偏波電界に対する計測反射位相データを示す図である。

【図23】図21のAMCに垂直に入射する y -偏波電界に対する計測反射位相データを示す図である。

【図24】パッチの層に近接して離間されたループの層から構成された容量性周波数選択表面構造の別の実施例を示す図である。

【図25】六角形ループを用いている容量性周波数選択

表面構造の代替実施例を示す図である。

【図26】六角形ループを用いている容量性周波数選択表面構造の代替実施例を示す図である。

【図27】六角形ループを用いている容量性周波数選択表面構造の代替実施例を示す図である。

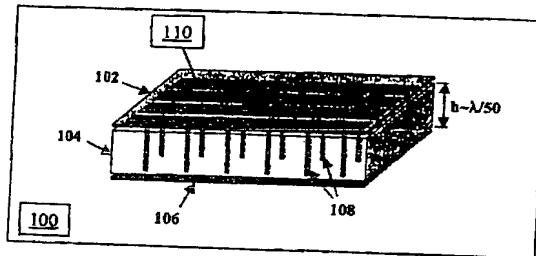
【図28】人工磁気導体に対する実効媒体モデルを示す図である。

【図29】従来技術の高インピーダンス表面を示す図である。

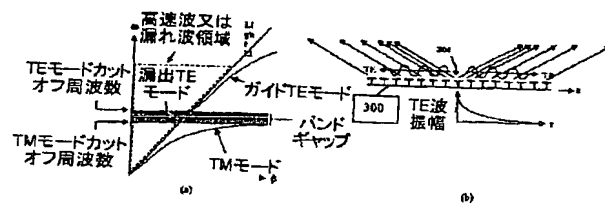
【図30】多重共振AMCで用いるFSSのキャパシタンスに対するローレンツ及びデバイ周波数を示す図である。

*

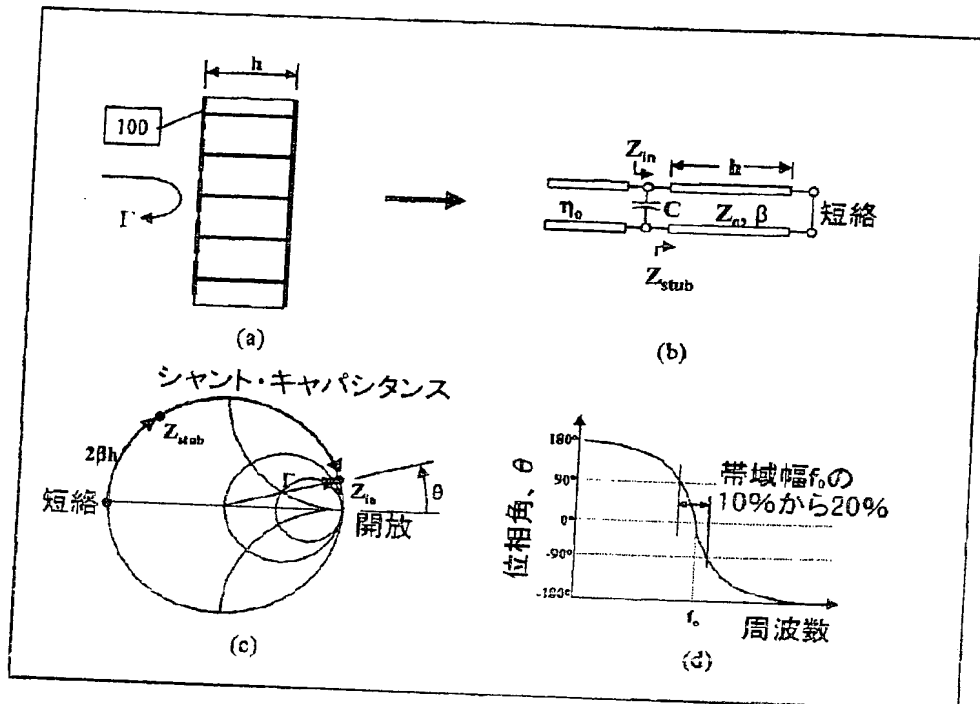
【図1】



【図3】



【図2】



*【図31】多重層周波数選択面を含む人工磁気導体を示す図である。

【図32】図31の多重層周波数選択面の平面図である。

【符号の説明】

800 人工磁気導体 (AMC)

802 アレイ

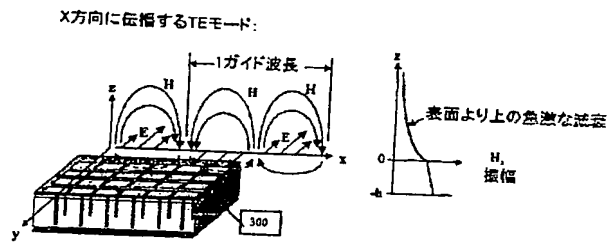
804 共振ループ又は人工磁気分子

806 固体導電性接地面

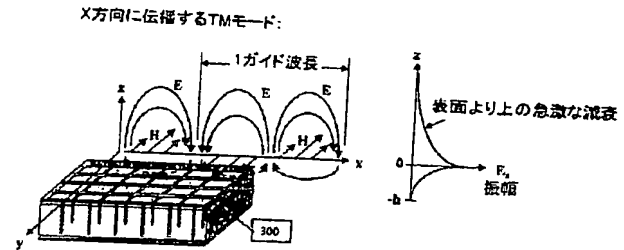
808 導電性ポスト又はファイア

810 集中容量性負荷

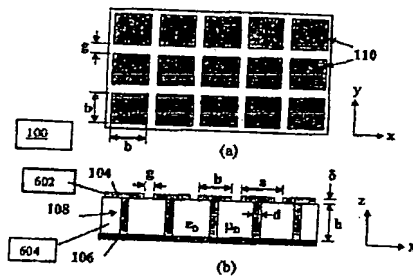
【図4】



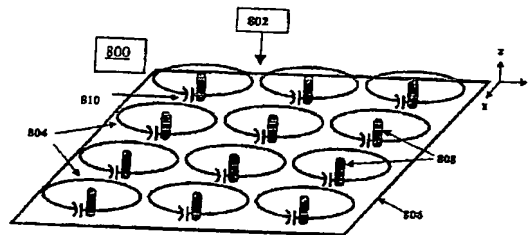
【図5】



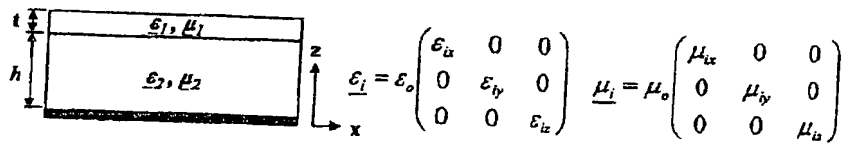
【図6】



【図8】



【図7】



上部層:

$$\epsilon_{1x} = \epsilon_{1y} = \epsilon_{avg} \frac{2b}{\pi t} \ln\left(\frac{2b}{\pi g}\right)$$

$$\epsilon_{1z} = 1$$

$$\mu_{1x} = \mu_{1y} = 1$$

$$\mu_{1z} = 2 \frac{\epsilon_{avg}}{\epsilon_{1y}} \ll 1$$

$$\text{ここで } \epsilon_{avg} = \frac{1 + \epsilon_D}{2}$$

下部層:

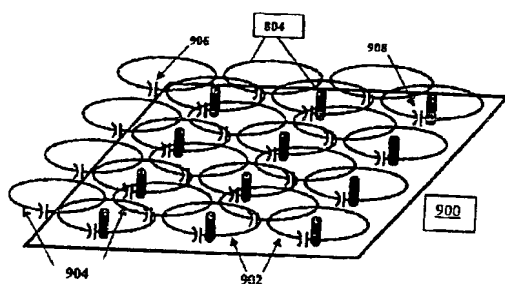
$$\epsilon_{2x} = \epsilon_{2y} = \epsilon_D \left(\frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} \right)$$

$$\mu_{2x} = \mu_{2y} = \frac{\epsilon_D}{\epsilon_{2x}} \mu_D$$

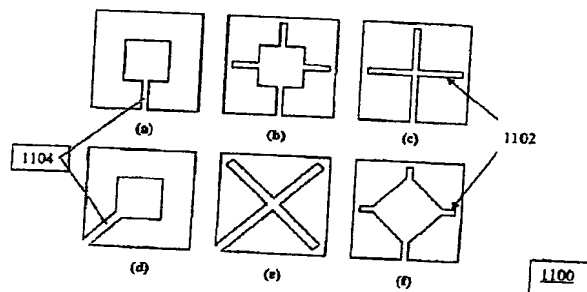
$$\epsilon_{2z} = \epsilon_D - \frac{1}{\omega^2 \epsilon_o \frac{\mu_D \mu_o A}{4\pi} \left[\ln\left(\frac{1}{\alpha}\right) + \alpha - 1 \right]} \quad \mu_{2z} = (1 - \alpha) \mu_D$$

ここで $\alpha = \frac{\text{各ファイアの断面積}}{\text{ロッド状媒体に対するユニット・セルの面積}}$
 $\epsilon_D = \text{バックグラウンド誘導体の相対誘電率}$
 $\mu_D = \text{バックグラウンド誘導体の相対透磁率}$

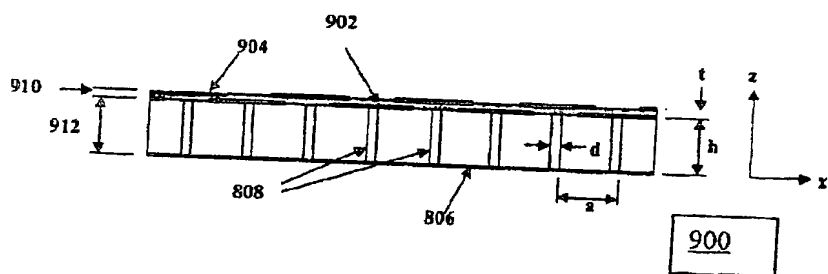
【図9】



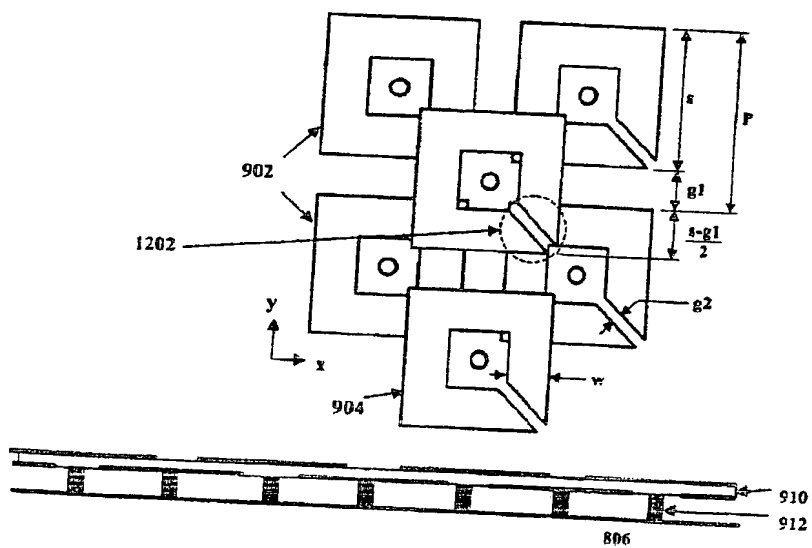
【図11】



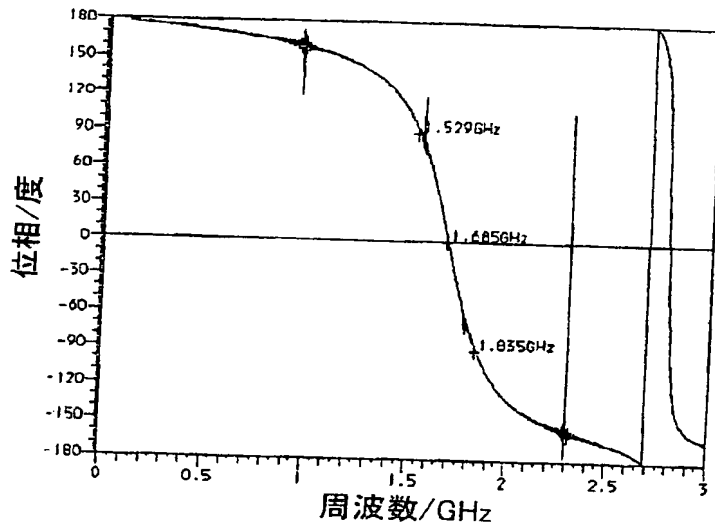
【図10】



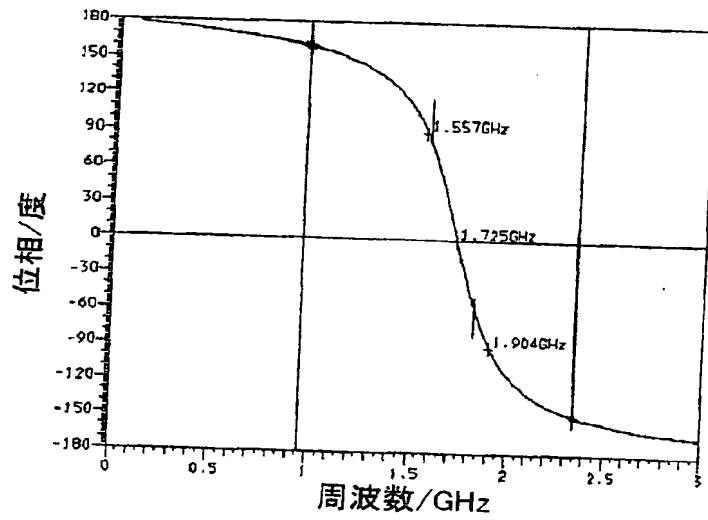
【図12】



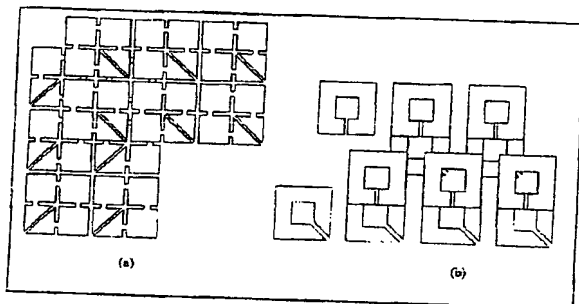
【図13】



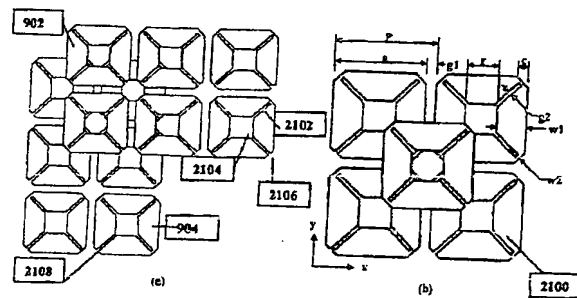
【図14】



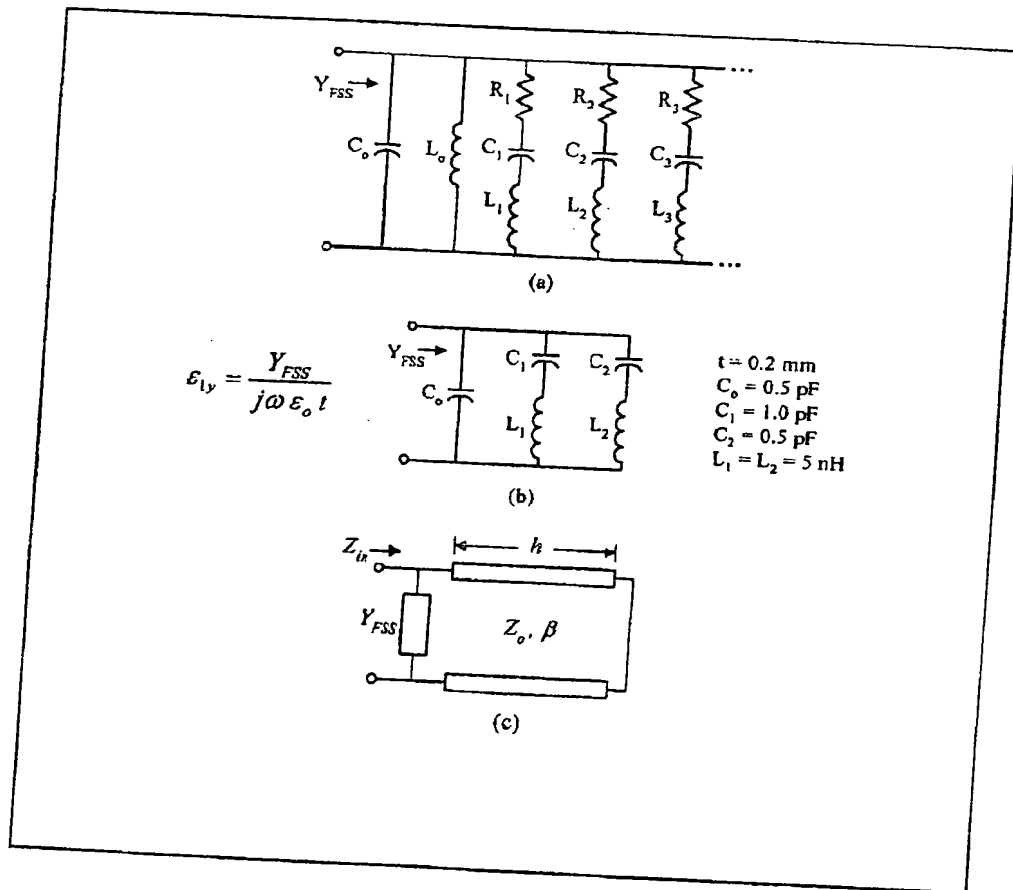
【図20】



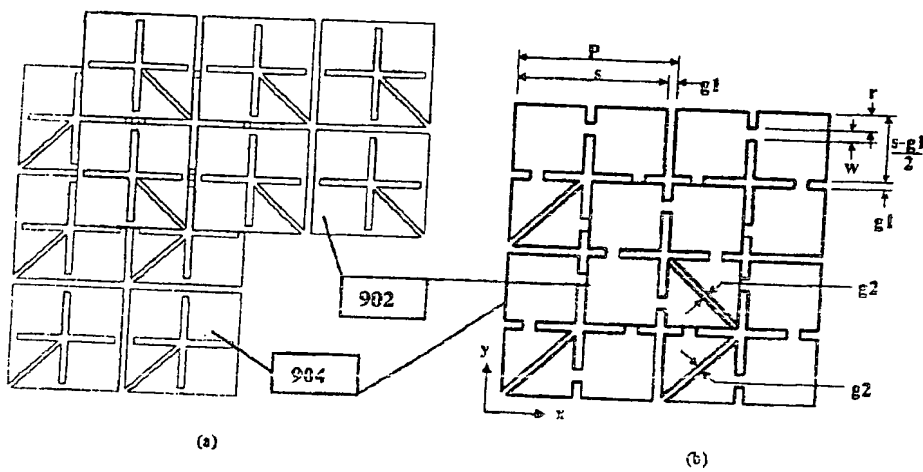
【図21】



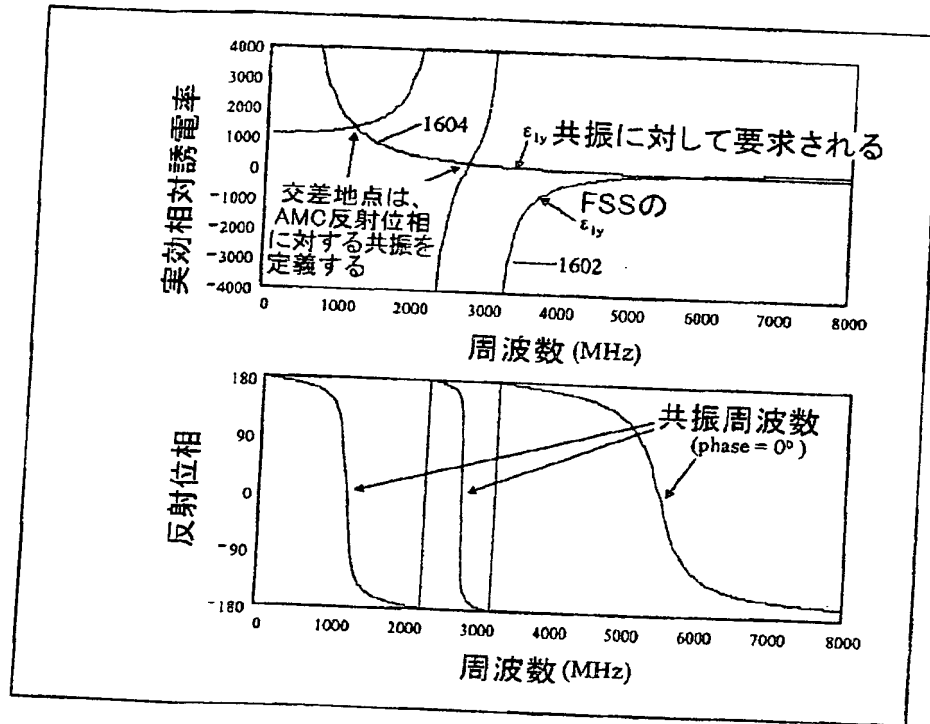
【図15】



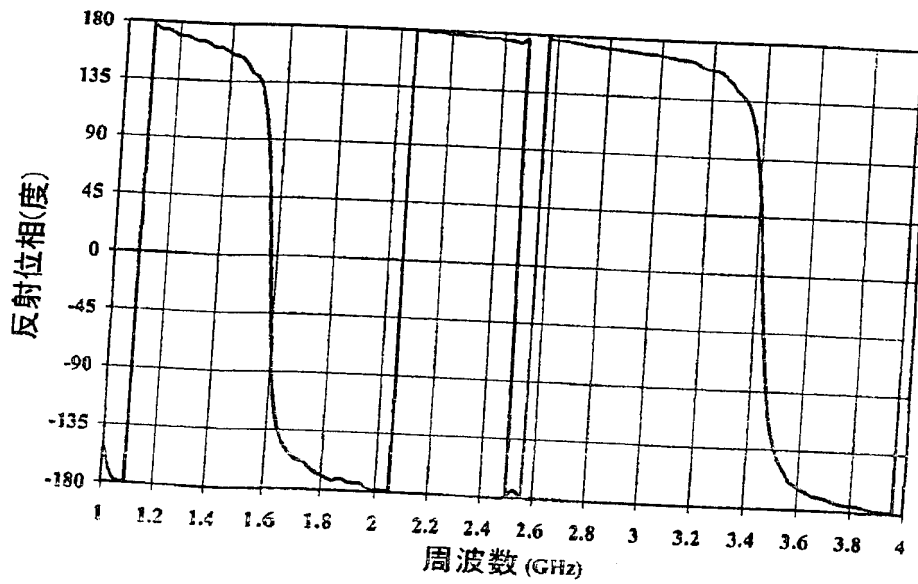
【図17】



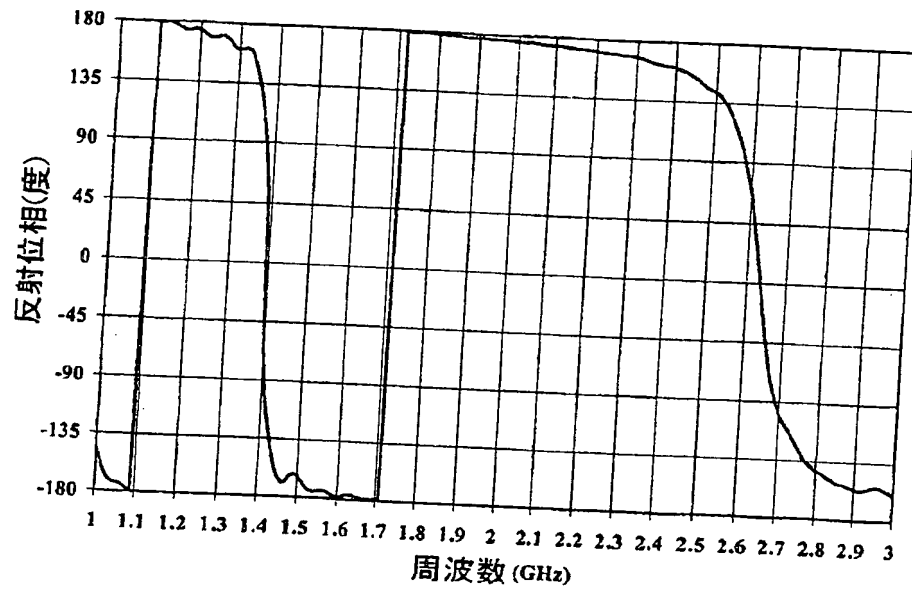
【図16】



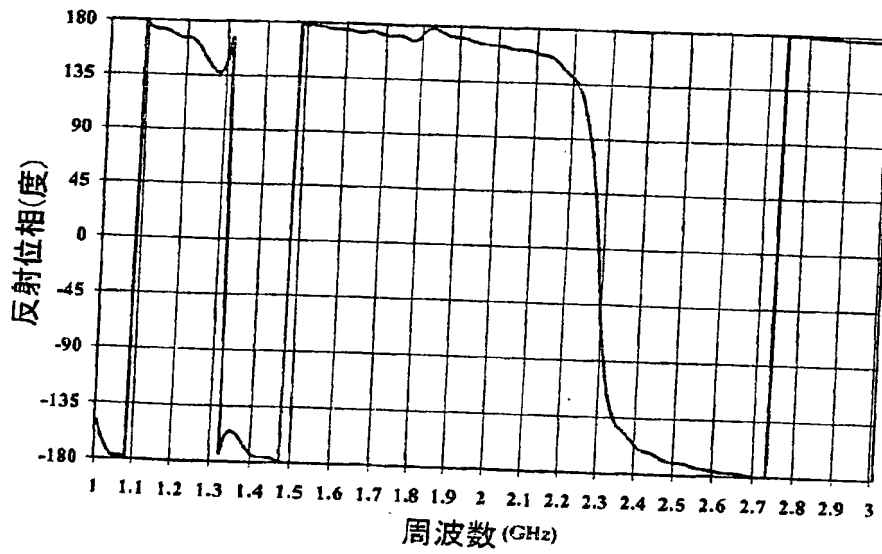
【図18】



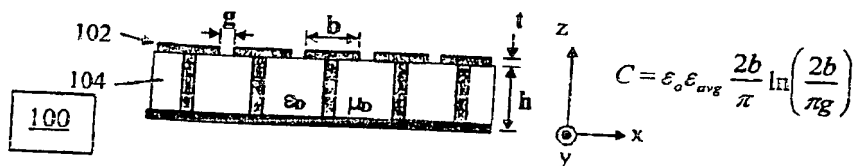
【図19】



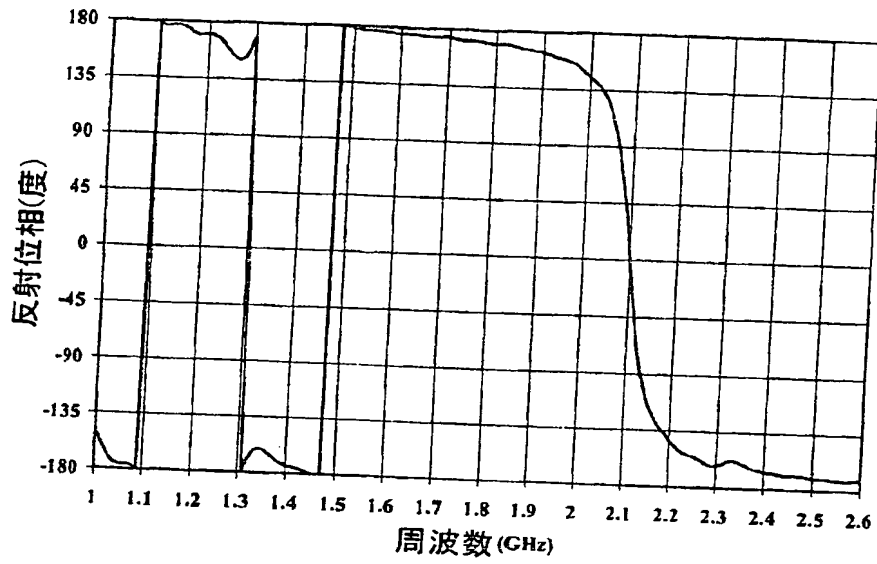
【図22】



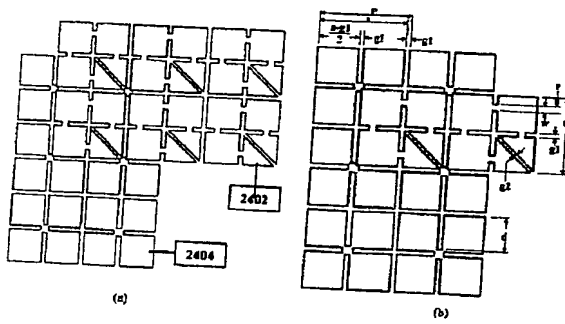
【図29】



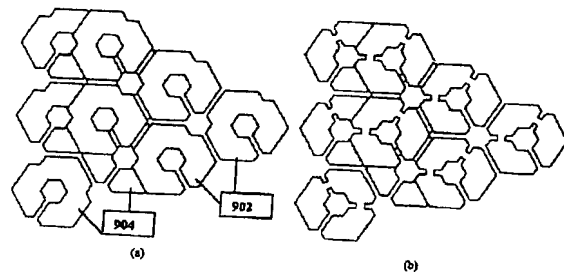
【図23】



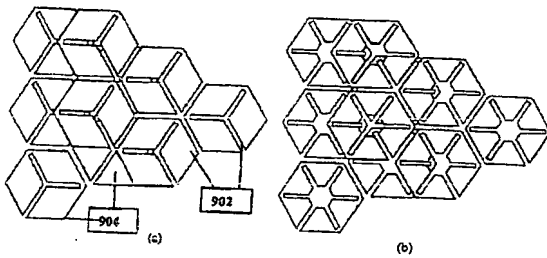
【図24】



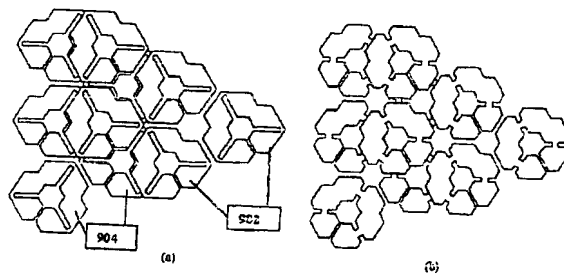
【図25】



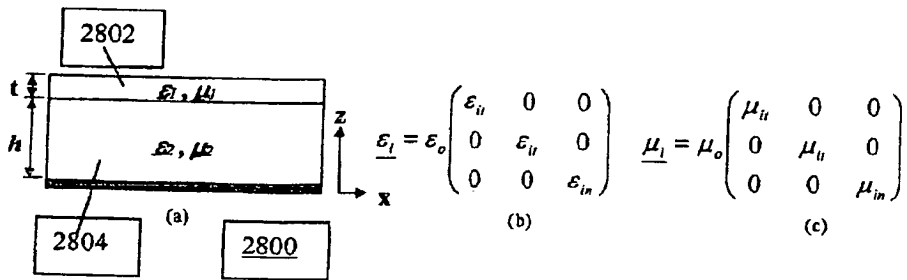
【図26】



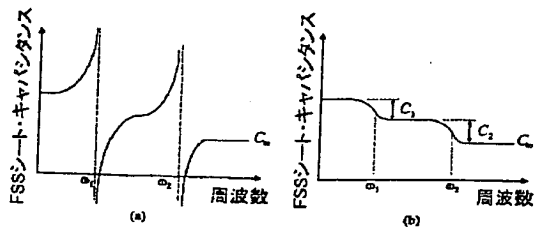
【図27】



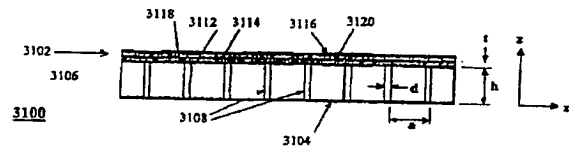
【図28】



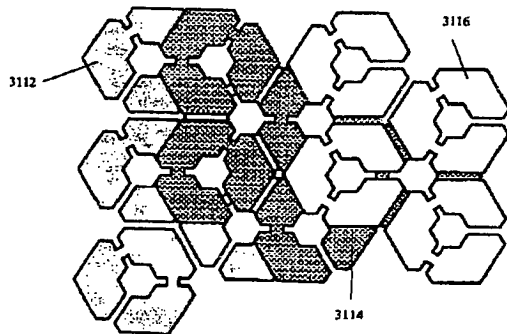
【図30】



【図31】



【図32】



フロントページの続き

(72)発明者 ウィリアム イー マッキンジー ザ サード
アメリカ合衆国 メリーランド州 20759
フルトン ブルックウッド ファーム
ロード 8126

Fターム(参考) 5J045 AA00 BA02

〔外国語明細書〕

MULTI-RESONANT, HIGH-IMPEDANCE SURFACES CONTAINING LOADED-LOOP FREQUENCY SELECTIVE SURFACES

CROSS REFERENCE TO RELATED APPLICATIONS

This application is a continuation in part of application serial number 09/xxx,xxx, filed October 4, 2000 and commonly assigned with the present application.

BACKGROUND

The present invention relates generally to high-impedance surfaces. More particularly, the present invention relates to a multi-resonant, high-impedance electromagnetic surface.

A high impedance surface is a lossless, reactive surface whose equivalent surface impedance, $Z_s = \frac{E_{tan}}{H_{tan}}$, approximates an open circuit and which inhibits the flow of equivalent tangential electric surface current, thereby approximating a zero tangential magnetic field, $H_{tan} \approx 0$. E_{tan} and H_{tan} are the electric and magnetic fields, respectively, tangential to the surface. High impedance surfaces have been used in various antenna applications. These applications range from corrugated horns which are specially designed to offer equal E and H plane half power beamwidths to traveling wave antennas in planar or cylindrical form. However, in these applications, the corrugations or troughs are made of metal where the depth of the corrugations is one quarter of a free space wavelength, $\lambda/4$, where λ is the wavelength at the frequency of interest. At high microwave frequencies, $\lambda/4$ is a small dimension, but at ultra-high frequencies (UHF, 300 MHz to 1 GHz), or even at low microwave frequencies (1-3 GHz), $\lambda/4$ can be quite large. For antenna applications in these frequency ranges, an electrically-thin ($\lambda/100$ to $\lambda/50$ thick) and physically thin high impedance surface is desired.

One example of a thin high-impedance surface is disclosed in D. Sievenpiper, "High-impedance electromagnetic surfaces," Ph.D. dissertation, UCLA electrical engineering department, filed January 1999, and in PCT Patent

Application number PCT/US99/06884. This high impedance surface 100 is shown in FIG. 1. The high-impedance surface 100 includes a lower permittivity spacer layer 104 and a capacitive frequency selective surface (FSS) 102 formed on a metal backplane 106. Metal vias 108 extend through the spacer layer 104, and connect the metal backplane to the metal patches of the FSS layer. The thickness h of the high impedance surface 100 is much less than $\lambda/4$ at resonance, and typically on the order of $\lambda/50$, as indicated in FIG. 1.

The FSS 102 of the prior art high impedance surface 100 is a periodic array of metal patches 110 which are edge coupled to form an effective sheet capacitance. This is referred to as a capacitive frequency selective surface (FSS). Each metal patch 110 defines a unit cell which extends through the thickness of the high impedance surface 100. Each patch 110 is connected to the metal backplane 106, which forms a ground plane, by means of a metal via 108, which can be plated through holes. The periodic array of metal vias 108 has been known in the prior art as a rodged media, so these vias are sometimes referred to as rods or posts. The spacer layer 104 through which the vias 108 pass is a relatively low permittivity dielectric typical of many printed circuit board substrates. The spacer layer 104 is the region occupied by the vias 108 and the low permittivity dielectric. The spacer layer is typically 10 to 100 times thicker than the FSS layer 102. Also, the dimensions of a unit cell in the prior art high-impedance surface are much smaller than λ at the fundamental resonance. The period is typically between $\lambda/40$ and $\lambda/12$.

A frequency selective surface is a two-dimensional array of periodically arranged elements which may be etched on, or embedded within, one or multiple layers of dielectric laminates. Such elements may be either conductive dipoles, patches, loops, or even slots. As a thin periodic structure, it is often referred to as a periodic surface.

Frequency selective surfaces have historically found applications in out-of-band radar cross section reduction for antennas on military airborne and naval platforms. Frequency selective surfaces are also used as dichroic subreflectors in

dual-band Cassegrain reflector antenna systems. In this application, the subreflector is transparent at frequency band f_1 and opaque or reflective at frequency band f_2 . This allows one to place the feed horn for band f_1 at the focal point for the main reflector, and another feed horn operating at f_2 at the Cassegrain focal point. One can achieve a significant weight and volume savings over using two conventional reflector antennas, which is critical for space-based platforms.

The prior art high-impedance surface 100 provides many advantages. The surface is constructed with relatively inexpensive printed circuit technology and can be made much lighter than a corrugated metal waveguide, which is typically machined from a block of aluminum. In printed circuit form, the prior art high-impedance surface can be 10 to 100 times less expensive for the same frequency of operation. Furthermore, the prior art surface offers a high surface impedance for both x and y components of tangential electric field, which is not possible with a corrugated waveguide. Corrugated waveguides offer a high surface impedance for one polarization of electric field only. According to the coordinate convention used herein, a surface lies in the xy plane and the z-axis is normal or perpendicular to the surface. Further, the prior art high-impedance surface provides a substantial advantage in its height reduction over a corrugated metal waveguide, and may be less than one-tenth the thickness of an air-filled corrugated metal waveguide.

A high-impedance surface is important because it offers a boundary condition which permits wire antennas conducting electric currents to be well matched and to radiate efficiently when the wires are placed in very close proximity to this surface (e.g., less than $\lambda/100$ away). The opposite is true if the same wire antenna is placed very close to a metal or perfect electric conductor (PEC) surface. The wire antenna/PEC surface combination will not radiate efficiently due to a very severe impedance mismatch. The radiation pattern from the antenna on a high-impedance surface is confined to the upper half space, and the performance is unaffected even if the high-impedance surface is placed on top of another metal surface. Accordingly, an electrically-thin, efficient antenna is

very appealing for countless wireless devices and skin-embedded antenna applications.

FIG. 2 illustrates electrical properties of the prior art high-impedance surface. FIG. 2(a) illustrates a plane wave normally incident upon the prior art high-impedance surface 100. Let the reflection coefficient referenced to the surface be denoted by Γ . The physical structure shown in FIG. 2(a) has an equivalent transverse electro-magnetic mode transmission line shown in FIG. 2(b). The capacitive FSS 102 (FIG. 1) is modeled as a shunt capacitance C and the spacer layer 104 is modeled as a transmission line of length h which is terminated in a short circuit corresponding to the backplane 106. Figure 2(c) shows a Smith chart in which the short is transformed into the stub impedance Z_{stub} just below the FSS layer 102. The admittance of this stub line is added to the capacitive susceptance to create a high impedance Z_{in} at the outer surface. Note that the Z_{in} locus on the Smith Chart in FIG. 2(c) will always be found on the unit circle since our model is ideal and lossless. So Γ has an amplitude of unity.

The reflection coefficient Γ has a phase angle θ which sweeps from 180° at DC, through 0° at the center of the high impedance band, and rotates into negative angles at higher frequencies where it becomes asymptotic to -180° . This is illustrated in FIG. 2(d). Resonance is defined as that frequency corresponding to 0° reflection phase. Herein, the reflection phase bandwidth is defined as that bandwidth between the frequencies corresponding to the $+90^\circ$ and -90° phases. This reflection phase bandwidth also corresponds to the range of frequencies where the magnitude of the surface reactance exceeds the impedance of free space: $|X| \geq \eta_0 = 377 \text{ ohms}$.

A perfect magnetic conductor (PMC) is a mathematical boundary condition whereby the tangential magnetic field on this boundary is forced to be zero. It is the electromagnetic dual to a perfect electric conductor (PEC) upon which the tangential electric field is defined to be zero. A PMC can be used as a mathematical tool to create simpler but equivalent electromagnetic problems for slot antenna analysis. PMCs do not exist except as mathematical artifacts.

However, the prior art high-impedance surface is a good approximation to a PMC over a limited band of frequencies defined by the $\pm 90^\circ$ reflection phase bandwidth. So in recognition of its limited frequency bandwidth, the prior art high-impedance surface is referred to herein as an example of an artificial magnetic conductor, or AMC.

The prior art high-impedance surface offers reflection phase resonances at a fundamental frequency, plus higher frequencies approximated by the condition where the electrical thickness of the spacer layer, βh , in the high-impedance surface 100 is $n\pi$, where n is an integer. These higher frequency resonances are harmonically related and hence uncontrollable. If the prior art AMC is to be used in a dual-band antenna application where the center frequencies are separated by a frequency range of, say 1.5:1, we would be forced to make a very thick AMC. Assuming a non-magnetic spacer layer ($\mu_r = 1$), the thickness h must be $h = \lambda/14$ to achieve at least a 50% fractional frequency bandwidth where both center frequencies would be contained in the reflection phase bandwidth. Alternatively, magnetic materials could be used to load the spacer layer, but this is a topic of ongoing research and nontrivial expense. Accordingly, there is a need for a class of AMCs which exhibit multiple reflection phase resonances, or multi-band performance, that are not harmonically related, but at frequencies which may be prescribed.

BRIEF SUMMARY

By way of introduction only, in a first aspect, an artificial magnetic conductor includes a frequency selective surface having a frequency dependent permeability μ_e in a direction normal to the frequency dependent surface, a conductive ground plane, and a rodged medium disposed between the frequency selective surface and the conductive ground plane.

In another aspect, an artificial magnetic conductor includes a conductive ground plane and a spacer layer disposed on the ground plane. One or more arrays of coplanar loops are resonant at two or more frequency bands, each loop having a

similar shape and similar size. The one or more arrays of coplanar loops produce a frequency dependent normal permeability μ_z .

In another aspect, a disclosed electrical apparatus includes a conductive ground plane and a dielectric layer perforated by conductive rods in electrical contact with the conductive ground plane. The electrical apparatus further includes a frequency selective surface (FSS) disposed on the dielectric layer. The FSS includes a first layer of capacitively coupled loops resonant at a first frequency, a dielectric spacer layer and a second layer of capacitively coupled loops resonant at a second frequency. The frequency selective surface has a frequency dependent permeability in a direction substantially normal to the frequency selectively surface.

The foregoing summary has been provided only by way of introduction. Nothing in this section should be taken as a limitation on the following claims, which define the scope of the invention.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

FIG. 1 is a perspective view of a prior art high impedance surface;

FIG. 2 illustrates a reflection phase model for the prior art high impedance surface;

FIG. 3 is a diagram illustrating surface wave properties of an artificial magnetic conductor;

FIG. 4 illustrates electromagnetic fields of a TE mode surface wave propagating in the x direction in the artificial magnetic conductor of FIG. 3;

FIG. 5 illustrates electromagnetic fields of a TM mode surface wave propagating in the x direction in the artificial magnetic conductor of FIG. 3;

FIG. 6 illustrates top and cross sectional views of a prior art high impedance surface;

FIG. 7 presents a new effective media model for the prior art high-impedance surface of FIG. 6;

FIG. 8 illustrates a first embodiment of an artificial magnetic conductor;

FIG. 9 illustrates a second, multiple layer embodiment of an artificial magnetic conductor;

FIG. 10 is a cross sectional view of the artificial magnetic conductor of FIG. 9;

FIG. 11 illustrates a first physical embodiment of a loop for an artificial magnetic molecule;

FIG. 12 illustrates a multiple layer artificial magnetic conductor using the loop of FIG. 11(d);

FIG. 13 shows y-polarized electromagnetic simulation results for the normal-incidence reflection phase of the artificial magnetic conductor illustrated in FIG. 12;

FIG. 14 shows y-polarized electromagnetic simulation results for the normal-incidence reflection phase of the artificial magnetic conductor very similar to that illustrated in FIG. 12, except the gaps in the loops are now shorted together;

FIG. 15 shows the TEM mode equivalent circuits for the top layer, or FSS layer, of a two layer artificial magnetic conductor of FIG. 8;

FIG. 16 illustrates the effective relative permittivity for a specific case of a multi-resonant FSS, and the corresponding reflection phase; for an AMC which uses this FSS as its upper layer.

FIG. 17 shows an alternative embodiment for a frequency selective surface implemented with square loops;

FIG. 18 shows measured reflection phase data for an x polarized electric field normally incident on the AMC of FIG. 17;

FIG. 19 shows measured reflection phase data for a y polarized electrical field normally incident on the AMC of FIG. 17;

FIG. 20 shows additional alternative embodiments for a frequency selective surface implemented with square loops;

FIG. 21 shows additional alternative embodiments for a frequency selective surface implemented with square loops;

FIG. 22 shows measured reflection phase data for an x polarized electric field normally incident on the AMC of FIG. 21;

FIG. 23 shows measured reflection phase data for a y polarized electrical field normally incident on the AMC of FIG. 21;

FIG. 24 illustrates another embodiment of a capacitive frequency selective surface structure consisting of a layer of loops closely spaced to a layer of patches;

FIG. 25 illustrates an alternative embodiment of a capacitive frequency selective surface structure using hexagonal loops;

FIG. 26 illustrates an alternative embodiment of a capacitive frequency selective surface structure using hexagonal loops;

FIG. 27 illustrates an alternative embodiment of a capacitive frequency selective surface structure using hexagonal loops;

FIG. 28 illustrates an effective media model for an artificial magnetic conductor;

FIG. 29 illustrates a prior art high impedance surface;

FIG. 30 illustrates Lorentz and Debye frequency responses for the capacitance of an FSS used in a multi-resonant AMC;

FIG. 31 illustrates an artificial magnetic conductor including a multiple layer frequency selective surface; and

FIG. 32 illustrates a top view of the multiple-layer frequency selective surface of FIG. 31.

DETAILED DESCRIPTION OF THE PRESENTLY PREFERRED EMBODIMENTS

A planar, electrically-thin, anisotropic material is designed to be a high-impedance surface to electromagnetic waves. It is a two-layer, periodic, magnetodielectric structure where each layer is engineered to have a specific tensor permittivity and permeability behavior with frequency. This structure has the properties of an artificial magnetic conductor over a limited frequency band or bands, whereby, near its resonant frequency, the reflection amplitude is near unity and the reflection phase at the surface lies between ± 90 degrees. This engineered material also offers suppression of transverse electric (TE) and transverse

magnetic (TM) mode surface waves over a band of frequencies near where it operates as a high impedance surface. The high impedance surface provides substantial improvements and advantages. Advantages include a description of how to optimize the material's effective media constituent parameters to offer multiple bands of high surface impedance. Advantages further include the introduction of various embodiments of conducting loop structures into the engineered material to exhibit multiple reflection-phase resonant frequencies. Advantages still further include a creation of a high-impedance surface exhibiting multiple reflection-phase resonant frequencies without resorting to additional magnetodielectric layers.

This high-impedance surface has numerous antenna applications where surface wave suppression is desired, and where physically thin, readily attachable antennas are desired. This includes internal antennas in radiotelephones and in precision GPS antennas where mitigation of multipath signals near the horizon is desired.

An artificial magnetic conductor (AMC) offers a band of high surface impedance to plane waves, and a surface wave bandgap over which bound, guided transverse electric (TE) and transverse magnetic (TM) modes cannot propagate. TE and TM modes are surface waves moving transverse or across the surface of the AMC, in parallel with the plane of the AMC. The dominant TM mode is cut off and the dominant TE mode is leaky in this bandgap. The bandgap is a band of frequencies over which the TE and TM modes will not propagate as bound modes.

FIG. 3 illustrates surface wave properties of an AMC 300 in proximity to an antenna or radiator 304. FIG. 3(a) is an ω - β diagram for the lowest order TM and TE surface wave modes which propagate on the AMC 300. Knowledge of the bandgap over which bound TE and TM waves cannot propagate is very critical for antenna applications of an AMC because it is the radiation from the unbound or leaky TE mode, excited by the wire antenna 304 and the inability to couple into the TM mode that makes bent-wire monopoles, such as the antenna 304 on the

AMC 300, a practical antenna element. The leaky TE mode occurs at frequencies only within the bandgap.

FIG. 3(b) is a cross sectional view of the AMC 300 showing TE waves radiating from the AMC 300 as leaky waves. Leakage is illustrated by the exponentially increasing spacing between the arrows illustrating radiation from the surface as the waves radiate power away from the AMC 300 near the antenna 304. Leakage of the surface wave dramatically reduces the diffracted energy from the edges of the AMC surface in antenna applications. The radiation pattern from small AMC ground planes can therefore be substantially confined to one hemisphere, the hemisphere above the front or top surface of the AMC 300. The front or top surface is the surface proximate the antenna 304. The hemisphere below or behind the AMC 300, below the rear or bottom surface of the AMC 300, is essentially shielded from radiation. The rear or bottom surface of the AMC 300 is the surface away from the antenna 304.

FIG. 4 illustrates a TE surface wave mode on the artificial magnetic conductor 300 of FIG. 3. Similarly, FIG. 5 illustrates a TM surface wave mode on the AMC 300 of FIG. 3. The coordinate axes in FIGS. 4 and 5, and as used herein, place the surface of the AMC 300 in the xy plane. The z axis is normal to the surface. The TE mode of FIG. 4 propagates in the x direction along with loops of an associated magnetic field H. The amplitude of the x component of magnetic field H both above the surface and within the surface is shown by the graph in FIG. 4. FIG. 5 shows the TM mode propagating in the x direction, along with loops of an associated electric field E. The relative amplitude of the x component of the electric field E is shown in the graph in FIG. 5.

The performance and operation of the AMC 300 will be described in terms of an effective media model. An effective media model allows transformation all of the fine, detailed, physical structure of an AMC's unit cell into that of equivalent media defined only by the permittivity and permeability parameters. These parameters allow use of analytic methods to parametrically study wave propagation on AMCs. Such analytic models lead to physical insights as to how and why AMCs work, and insights on how to improve them. They allow one to

study an AMC in general terms, and then consider each physical embodiment as a specific case of this general model. However, it is to be noted that such models represent only approximations of device and material performance and are not necessarily precise calculations of that performance.

First, the effective media model for the prior art high-impedance surface is presented. Consider a prior art high-impedance surface 100 comprised of a square lattice of square patches 110 as illustrated in FIG. 6. Each patch 110 has a metal via 108 connecting it to the backplane 106. The via 108 passes through a spacer layer 102, whose isotropic host media parameters are ϵ_D and μ_D .

FIG. 7 presents a new effective media model for substantially characterizing the prior art high-impedance surface of FIG. 6. Elements of the permittivity tensor are given in FIG. 7. The parameter α is a ratio of areas, specifically the area of the cross section of the via 108, $\pi d^2 / 4$, to the area of a unit cell, $a^2 = A$. Each unit cell has an area A and includes one patch 110, measuring $b \times b$ in size, plus the space g in the x and y directions to an adjacent patch 110, for a pitch or period of a , and with a thickness equal to the thickness of the high impedance surface 100, or $h + \delta$ in FIG. 6. Note that α is typically a small number much less than unity, and usually below 1%.

In the cross sectional view of FIG. 6(b), the high impedance surface 100 includes a first or upper region 602 and a second or lower region 604. The lower region 604, denoted here as region 2, is referred to as a rodged media. Transverse electric and magnetic fields in this region 604 are only minimally influenced by the presence of the vias or rods 108. The effective transverse permittivity, ϵ_{2x} , and permeability, μ_{2x} , are calculated as minor perturbations from the media parameters of the host dielectric. This is because the electric polarisability of a circular cylinder, $\pi d^2 / 2$, is quite small for the thin metal rods whose diameter is small relative to the period a . Also note that effective transverse permittivity, ϵ_{2x} , and permeability, μ_{2x} , are constant with frequency. However, the normal, or z -directed, permittivity is highly dispersive or frequency dependent. A transverse

electromagnetic (TEM) wave with a z-directed electric field traveling in a lateral direction (x or y), in an infinite rodged medium, will see the rodged media 102 as a high pass filter. The TEM wave will experience a cutoff frequency, f_c , below which ϵ_{2z} is negative, and above this cutoff frequency, ϵ_{2z} is positive and asymptotically approaches the host permittivity ϵ_D . This cutoff frequency is essentially given by

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{\epsilon_D \epsilon_0 \mu_D \mu_0} \frac{A}{4\pi} \left[\ln\left(\frac{1}{\alpha}\right) + \alpha - 1 \right]}$$

The reflection phase resonant frequency of the prior art high-impedance surface 100 is found well below the cutoff frequency of the rodged media 102, where ϵ_{2z} is quite negative.

The upper region 602, denoted as region 1, is a capacitive FSS. The transverse permittivity, ϵ_{1x} or ϵ_{1y} , is increased by the presence of the edge coupled metal patches 110 so that $\epsilon_{1x} = \epsilon_{1y} \gg 1$, typically between 10 and 100 for a single layer frequency selective surface such as the high-impedance surface 100. The effective sheet capacitance, $C = \epsilon_0 \epsilon_{1x} t$, is uniquely defined by the geometry of each patch 110, but ϵ_{1x} in the effective media model is somewhat arbitrary since t is chosen arbitrarily. The variable t is not necessarily the thickness of the patches, which is denoted as δ . However, t should be much less than the spacer layer 604 height h .

The tensor elements for the upper layer 602 of the prior art high-impedance surface 100 are constant values which do not change with frequency. That is, they are non-dispersive. Furthermore, for the upper layer 602, the z component of the permeability is inversely related to the transverse permittivity by $\mu_{1z} = 2/\epsilon_{1x}$.

Once the sheet capacitance is defined, μ_{1z} is fixed.

It is useful to introduce the concept of an artificial magnetic molecule. An artificial magnetic molecule (AMM) is an electrically small conductive loop which

typically lies in one plane. Both the loop circumference and the loop diameter are much less than one free-space wavelength at the useful frequency of operation. The loops can be circular, square, hexagonal, or any polygonal shape, as only the loop area will affect the magnetic dipole moment. Typically, the loops are loaded with series capacitors to force them to resonate at frequencies well below their natural resonant frequency

A three dimensional, regular array or lattice of AMMs is an artificial material whose permeability can exhibit a Lorentz resonance, assuming no intentional losses are added. At a Lorentz resonant frequency, the permeability of the artificial material approaches infinity. Depending on where the loop resonance is engineered, the array of molecules can behave as a bulk paramagnetic material ($\mu_r > 1$) or as a diamagnetic material ($\mu_r < 1$) in the direction normal to the loops. AMMs may be used to depress the normal permeability of the FSS layer, region 1, in AMCs. This in turn has a direct impact on the TE mode cutoff frequencies, and hence the surface wave bandgaps.

The prior art high impedance surface has a fundamental, or lowest, resonant frequency near $f_o = 1/(2\pi\sqrt{\mu_D\mu_o}hC)$, where the spacer layer is electrically thin, ($\beta h \ll 1$ where $\beta = \sqrt{\mu_D\mu_o\epsilon_D\epsilon_o}$). Higher order resonances are also found, but at much higher frequencies where $\beta h \approx n\pi$ and $n=1,2,3,\dots$. The $n=1$ higher order resonance is typically 5 to 50 times higher than the fundamental resonance. Thus, a prior art high impedance surface designed to operate at low microwave frequencies (1-3 GHz) will typically exhibit its next reflection phase resonance in millimeter wave bands (above 30 GHz).

There is a need for an AMC which provides a second band or even multiple bands of high surface impedance whose resonant frequencies are all relatively closely spaced, within a ratio of about 2:1 or 3:1. This is needed, for example, for multi-band antenna applications. Furthermore, there is a need for an AMC with sufficient engineering degrees of freedom to allow the second and higher reflection phase resonances to be engineered or designated arbitrarily. Multiple reflection phase resonances are possible if more than two layers (4, 6, 8, etc.) are

used in the fabrication of an AMC. However, this adds cost, weight, and thickness relative to the single resonant frequency design. Thus there is a need for a means of achieving multiple resonances from a more economical two-layer design. In addition, there is a need for a means of assuring the existence of a bandgap for bound, guided, TE and TM mode surface waves for all of the high-impedance bands, and within the $\pm 90^\circ$ reflection phase bandwidths.

FIG. 8 illustrates an artificial magnetic conductor (AMC) 800. The AMC 800 includes an array 802 that is in one embodiment a coplanar array of resonant loops or artificial magnetic molecules 804 which are strongly capacitively coupled to each other, forming a capacitive frequency selective surface (FSS). The resonant loops 804 in the illustrated embodiment are uniformly spaced and at a height h above a solid conductive ground plane 806. An array of electrically short, conductive posts or vias 808 are attached to the ground plane 806 only and have a length h . Each loop 804 includes a lumped capacitive load 810. The one or more layers of artificial magnetic molecules (AMMs) or resonant loops of the artificial magnetic conductor 800 create a frequency dependent permeability in the z direction, normal to the surface of the AMC 800.

An AMC 800 with a single layer of artificial magnetic molecules 804 is shown in FIG. 8. In this embodiment, each loop and capacitor load are substantially identical so that all loops have substantially the same resonant frequency. In alternative embodiments, loops having different characteristics may be used. In physical realizations, due to manufacturing tolerances and other causes, individual loops and their associated resonant frequencies will not necessarily be identical.

An AMC 900 with multiple layers of artificial magnetic molecules 804 is shown in FIG. 9. FIG. 10 is a cross sectional view of the artificial magnetic conductor 900 of FIG. 9. The AMC 900 includes a first layer 902 of loops 804 resonant at a first frequency f_1 . The AMC 900 includes a second layer 904 of loops 804 resonant at a second frequency f_2 . Each loop 804 of the first layer 902 of loops includes a lumped capacitive load C_1 908. Each loop 804 of the second layer 904 of loops includes a lumped capacitive load C_2 906. The lumped

capacitances may be the same but need not be. In combination, the first layer 902 of loops 804 and the second layer 906 of loops 904 form a frequency selective surface (FSS) layer 910 disposed on a spacer layer 912. In practical application, the low frequency limit of the transverse effective relative permittivity, ϵ_{ix} and ϵ_{iy} , for the multiple layer AMC 900 lies between 100 and 2000. Accordingly, strong capacitive coupling is present between loops 902 and 904. A practical way to achieve this coupling is to print two layers of loops on opposite sides of an FSS dielectric layer as shown in FIG. 10. Other realizations may be chosen as well.

FIG. 11 illustrates a first physical embodiment of a loop 1100 for use in an artificial magnetic conductor such as the AMC 800 of FIG. 8. Conducting loops such as loop 1100 which form the artificial magnetic molecules can be implemented in a variety of shapes such as square, rectangular, circular, triangular, hexagonal, etc. In the embodiment of FIG. 11, the loop 1100 is square in shape. Notches 1102 can be designed in the loops to increase the self inductance, which lowers the resonant frequency of the AMMs. Notches 1102 and gaps 1104 can also be introduced to engineer the performance of the loop 1100 to a particular desired response. For example, the bands or resonance frequencies may be chosen by selecting a particular shape for the loop 1100. In general, a gap 1104 cuts all the way through a side of the loop 1100 from the center of the loop 1100 to the periphery. In contrast, a notch cuts through only a portion of a side between the center and periphery of the loop 1100. FIG. 11 illustrates a selection of potential square loop designs.

FIG. 12 illustrates a portion of a two layer artificial magnetic conductor whose FSS layer uses a square loop of FIG. 11(d). Wide loops with relatively large surface area promote capacitive coupling between loops of adjacent layers when used in a two-layer overlapping AMC, as illustrated in FIG. 12. An overlap region 1202 at the gap 1104 provides the series capacitive coupling required for loop resonance.

In one preferred embodiment, loops of the type illustrated in FIGS. 11 and 12 are formed on surfaces of dielectric materials using conventional printed circuit

board (PCB) manufacturing techniques. For example, a metallic layer is deposited on a surface of the PCB and subsequently patterned by chemical etching or other technique. Such processes provide precise control of sizes, spacing and uniformity of printed features.

FIG. 13 and FIG. 14 show simulation results for the normal-incidence reflection phase of the AMC illustrated in FIG. 12. In both simulations, the incident electric field is y-polarized. In the simulation illustrated in FIG. 13, $P=10.4\text{mm}$, $h=6\text{mm}$, $t=0.2\text{mm}$, $s=7.2\text{mm}$, $w=1.6\text{mm}$, $g_2=0.4\text{mm}$, $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=3.38$. FIG. 13 shows a fundamental resonance near 1.685 GHz, and a second resonance near 2.8 GHz. In FIG. 14, when the gap in the loops is eliminated so that the loops are shorted and $g_2=0$ in FIG. 12, then only one resonance is obtained. The reason that the AMC 800 with gaps 1104 has a second resonance is that the effective transverse permittivity of the frequency selective surface has become frequency dependent. A simple capacitive model is no longer adequate.

FIG. 15 shows equivalent circuits for portions of the artificial magnetic conductor 800 of FIG. 8. FIG. 15(a) illustrates the second Foster canonical form for the input admittance of a one-port circuit, which is a general analytic model for the effective transverse permittivity of complex frequency selective surface (FSS) structures. FIG. 15(b) gives an example of a specific equivalent circuit model for an FSS whereby two material or intrinsic resonances are assumed. FIG. 15(c) shows the TEM mode equivalent circuit for plane waves normally incident on a two layer AMC, such as AMC 900 of FIG. 9. As noted above, the models developed herein are useful for characterizing, understanding, designing and engineering devices such as the AMCs described and illustrated herein. These models represent approximations of actual device behavior.

Complex loop FSS structures, such as that shown in FIG. 12, have a dispersive, or frequency dependent, effective transverse permittivity which can be properly modeled using a more complex circuit model. Furthermore, analytic circuit models for dispersive dielectric media can be extended in applicability to model the transverse permittivity of complex FSS structures. The second Foster

canonical circuit for one-port networks, shown in FIG. 15(a), is a general case which should cover all electrically-thin FSS structures. Each branch manifests an intrinsic resonance of the FSS. For an FSS made from low loss materials, R_n is expected to be very low, hence resonances are expected to be Lorentzian.

The effective sheet capacitance for the loop FSS shown in FIG. 12 has a Lorentz resonance somewhere between 1.685 GHz and 2.8 GHz. In fact, if the transverse permittivity of this FSS is modeled using only a three-branch admittance circuit, as shown in FIG. 15(b), the ϵ_{1y} curve 1602 shown in the upper graph of FIG. 16 is obtained. Two FSS material resonances are evident near 2.25 GHz and 3.2 GHz. The ϵ_{1y} curve 1604 is the transverse relative permittivity required to achieve resonance for the AMC, a zero degree reflection phase. This curve 1604 is simply found by equating the capacitive reactance of the FSS, $X_c = 1/(\omega C) = 1/(\omega \epsilon_{1y} \epsilon_0 t)$, to the inductive reactance of the spacer layer, $X_L = \omega L = \omega \mu_{2x} \mu_0 h$, and solving for transverse relative permittivity: $\epsilon_{1y} = 1/(\omega^2 \mu_{2x} \mu_0 \epsilon_0 h t)$. Intersections of the curve 1602 and the curve 1604 define the frequencies for reflection phase resonance. The reflection phase curve shown in the lower graph of FIG. 16 was computed using the transmission line model shown in FIG. 15(c) in which the admittance of the FSS is placed in parallel with the shorted transmission line of length h representing the spacer layer and backplane. This circuit model predicts a dual resonance near 1.2 GHz and 2.75 GHz, which are substantially the frequencies of intersection in the ϵ_{1y} plot. Thus the multiple resonant branches in the analytic circuit model for the FSS transverse permittivity can be used to explain the existence of multiple AMC phase resonances. Any realizable FSS structure can be modeled accurately using a sufficient number of shunt branches.

There are many additional square loop designs which may be implemented in FSS structures to yield a large transverse effective permittivity. More examples are shown in FIGS. 17, 20 and 21 where loops of substantially identical size and similar shape are printed on opposite sides of a single dielectric layer FSS.

Reflection phase results for x and y polarized electric fields applied to an AMC of the design shown in FIG. 17 are shown in FIGS. 18 and 19. In this design, $P=400$ mils, $g_1=30$ mils, $g_2=20$ mils, $r=40$ mils, $w=30$ mils, $t=8$ mils, and $h=60$ mils. $\epsilon_r=3.38$ in both FSS and spacer layers since this printed AMC is fabricated using Rogers R04003 substrate material. In the center of each loop, a via is fabricated using a 20 mil diameter plated through hole.

FIG. 18 shows measured reflection phase data for an x polarized electric field normally incident on the AMC of FIG. 17. Resonant frequencies are observed near 1.6 GHz and 3.45 GHz. Similarly, FIG. 19 shows measured reflection phase data for a y polarized electric field normally incident on the AMC of FIG. 17. Resonant frequencies are observed near 1.4 GHz and 2.65 GHz.

In FIGS. 18 and 19, a dual resonant performance is clearly seen in the phase data. For the specific case fabricated, each polarization sees different resonant frequencies. However, it is believed that the design has sufficient degrees of freedom to make the resonance frequencies polarization independent.

FIG. 21 shows an additional alternative embodiment for a frequency selective surface implemented with square loops. The illustrated loop design of FIG. 21 has overlapping square loops 2100 on each layer 902, 904 with deep notches 2102 cut from the center 2104 toward each corner. Gaps 2106, 2108 are found at the 4:30 position on the upper layer and at the 7:30 position on the lower layer respectively. This design was also fabricated, using $h=60$ mils and $t=8$ mils of Rogers R04003 ($\epsilon_r=3.38$) as the spacer layer and FSS layer thickness respectively. AMC reflection phase for the x and y directed E field polarization is shown in FIGS. 22 and 23 respectively. Again, dual resonant frequencies are clearly seen.

An alternative type of dispersive capacitive FSS structure can be created where loops 2402 are printed on the one side and notched patches 2404 are printed on the other side of a single dielectric layer FSS. An example is shown in FIG. 24.

In addition to the square loops illustrated in FIGS. 17, 20, 21 and 24, hexagonal loops can be printed in a variety of shapes that include notches which

increase the loop self inductance. These notches may vary in number and position, and they are not necessarily the same size in a given loop. Furthermore, loops printed on opposite sides of a dielectric layer can have different sizes and features. There are a tremendous number of independent variables which uniquely define a multilayer loop FSS structure.

Six possibilities of hexagonal loop FSS designs are illustrated in FIGS. 25, 26 and 27. In each of FIGS. 25, 26 and 27, a first layer 902 of loops is capacitively coupled with a second layer of loops 904. The hexagonal loops presented here are intended to be regular hexagons. Distorted hexagons could be imagined in this application, but their advantage is unknown at this time.

FIG. 28 illustrates an effective media model for a high impedance surface 2800. The general effective media model of FIG. 28 is applicable to high impedance surfaces such as the prior art high impedance surface 100 of FIG. 1 and the artificial magnetic conductor (AMC) 800 of FIG. 8. The AMC 800 includes two distinct electrically-thin layers, a frequency selective surface (FSS) 802 and a spacer layer 804. Each layer 802, 804 is a periodic structure with a unit cell repeated periodically in both the x and y directions. The periods of each layer 802, 804 are not necessarily equal or even related by an integer ratio, although they may be in some embodiments. The period of each layer is much smaller than a free space wavelength λ at the frequency of analysis ($\lambda/10$ or smaller). Under these circumstances, effective media models may be substituted for the detailed fine structure within each unit cell. As noted, the effective media model does not necessarily characterize precisely the performance or attributes of a surface such as the AMC 800 of FIG. 8 but merely models the performance for engineering and analysis. Changes may be made to aspects of the effective media model without altering the overall effectiveness of the model or the benefits obtained therefrom.

As will be described, the high impedance surface 2800 for the AMC 800 of FIG. 8 is characterized by an effective media model which includes an upper layer and a lower layer, each layer having a unique tensor permittivity and tensor permeability. Each layer's tensor permittivity and each layer's tensor permeability

have non-zero elements on the main tensor diagonal only, with the x and y tensor directions being in-plane with each respective layer and the z tensor direction being normal to each layer. The result for the AMC 800 is an AMC resonant at multiple resonance frequencies.

In the two-layer effective media model of FIG. 28, each layer 2802, 2804 is a bi-anisotropic media, meaning both permeability μ and permittivity ϵ are tensors. Further, each layer 2802, 2804 is uniaxial meaning two of the three main diagonal components are equal, and off-diagonal elements are zero, in both μ and ϵ . So each layer 2802, 2804 may be considered a bi-uniaxial media. The subscripts t and n denote the transverse (x and y directions) and normal (z direction) components.

Each of the two layers 2802, 2804 in the bi-uniaxial effective media model for the high impedance surface 2800 has four material parameters: the transverse and normal permittivity, and the transverse and normal permeability. Given two layers 2802, 2804, there are a total of eight material parameters required to uniquely define this model. However, any given type of electromagnetic wave will see only a limited subset of these eight parameters. For instance, uniform plane waves at normal incidence, which are a transverse electromagnetic (TEM) mode, are affected by only the transverse components of permittivity and permeability. This means that the normal incidence reflection phase plots, which reveal AMC resonance and high-impedance bandwidth, are a function of only ϵ_{1t} , ϵ_{2t} , μ_{1t} , and μ_{2t} (and heights h and t). This is summarized in Table 1 below.

Table 1

Wave Type	Electric Field Sees	Magnetic Field Sees
TEM, normal incidence	ϵ_{1t} , ϵ_{2t}	μ_{1t} , μ_{2t}
TE to x	ϵ_{1t} , ϵ_{2t}	μ_{1t} , μ_{2t} , μ_{1n} , μ_{2n}
TM to x	ϵ_{1t} , ϵ_{2t} , ϵ_{1n} , ϵ_{2n}	μ_{1t} , μ_{2t}

A transverse electric (TE) surface wave propagating on the high impedance surface 2800 has a field structure shown in FIG. 4. By definition, the electric field (E field) is transverse to the direction of wave propagation, the $+x$ direction. It is also parallel to the surface. So the electric field sees only transverse permittivities. However, the magnetic field (H field) lines form loops in the xz plane which encircle the E field lines. So the H field sees both transverse and normal permeabilities.

The transverse magnetic (TM) surface wave has a field structure shown in FIG. 5. Note that, for TM waves, the role of the E and H fields is reversed relative to the TE surface waves. For TM modes, the H field is transverse to the direction of propagation, and the E field lines (in the xz plane) encircle the H field. So the TM mode electric field sees both transverse and normal permittivities.

The following conclusions may be drawn from the general effective media model of FIG. 28. First, ϵ_{1n} and ϵ_{2n} are fundamental parameters which permit independent control of the TM modes, and hence the dominant TM mode cutoff frequency. Second, μ_{1n} and μ_{2n} are fundamental parameters which permit independent control of the TE modes, and hence the dominant TE mode cutoff frequency.

One way to distinguish between prior art high impedance surface 100 of FIG. 1 and an AMC such as AMC 800 (FIG. 8) or AMC 900 (FIG. 9, FIG. 10) is by examining the differences in the elements of the $\underline{\mu}_l$ and $\underline{\epsilon}_l$ tensors. FIG. 29 shows a prior art high impedance surface 100 whose frequency selective surface 102 is a coplanar layer of square conductive patches of size $b \times b$, separated by a gap of dimension g . In the high impedance surface 100, ϵ_D is the relative permittivity of the background or host dielectric media in the spacer layer 104, μ_D is the relative permeability of this background media in the spacer layer 104, and α is the ratio of cross sectional area of each rod or post to the area A of the unit cell in the rodged media or spacer layer 104. The relative permittivity

$\epsilon_{avg} = \frac{1 + \epsilon_D}{2}$ is the average of the relative dielectric constants of air and the

background media in the spacer layer 104. C denotes the fixed FSS sheet capacitance.

The permittivity tensor for both the high-impedance surface 100 and the AMCs 800, 900 is uniaxial, or $\epsilon_{ix} = \epsilon_{iy} = \epsilon_{iz} = \epsilon_{ii} \neq \epsilon_{ij} = \epsilon_{ji} ; i=1, 2$ with the same being true for the permeability tensor. The high impedance surface 100 has a square lattice of both rods and square patches, each having the same period. Therefore, unit cell area $A = (g + b)^2$. Also, $\alpha = (\pi d^2 / 4) / A$, where d is the diameter of the rods or posts. The dimensions of the rods or posts are very small relative to the wavelength at the resonance frequencies. The rods or posts may be realized by any suitable physical embodiment, such as plated-through holes or vias in a conventional printed circuit board or by wires inserted through a foam. Any technique for creating a forest of vertical conductors (i.e., parallel to the z axis), each conductor being electrically coupled with the ground plane, may be used. The conductors or rods may be circular in cross section or may be flat strips of any cross section whose dimensions are small with respect to the wavelength λ in the host medium or dielectric of the spacer layer. In this context, small dimensions for the rods are generally in the range of $\lambda/1000$ to $\lambda/25$.

In some embodiments, the AMC 800 has transverse permittivity in the y tensor direction substantially equal to the transverse permittivity in the x tensor direction. This yields an isotropic high impedance surface in which the impedance along the y axis is substantially equal to the impedance along the x axis. In alternative embodiments, the transverse permittivity in the y tensor direction does not equal the transverse permittivity in the x tensor direction to produce an anisotropic high impedance surface, meaning the impedances along the two in-plane axes are not equal. Examples of the latter are shown in Figures 17 and 21.

Effective media models for substantially modelling both the high impedance surface 100 and an AMC 800, 900 are listed in Table 2. Two of the tensor elements are distinctly different in the AMC 800, 900 relative to the prior art high-impedance surface 100. These are the transverse permittivity $\epsilon_{ix}, \epsilon_{iy}$ and the normal permeability μ_{iz} , both of the upper layer or frequency selective surface.

The model for the lower layer or spacer layer is the same in both the high impedance surface 100 and the AMC 800, 900.

Table 2

	High impedance surface 100	AMC 800, 900
FSS Layer (upper layer)	$\epsilon_{1x} = \epsilon_{1y} = \frac{C}{\epsilon_0 t}$	$\epsilon_{1x} = \epsilon_{1y} = \frac{Y(\omega)}{j\omega\epsilon_0 t}$
	$\epsilon_{1z} = 1$	$\epsilon_{1z} = 1$
	$\mu_{1x} = \mu_{1y} = 1$	$\mu_{1x} = \mu_{1y} = 1$
	$\mu_{1z} = \frac{2\epsilon_{avg}}{\epsilon_{1x}}$	$\mu_{1z} = \frac{Z(\omega)}{j\omega\mu_0 t}$
Spacer layer (lower layer)	$\epsilon_{2x} = \epsilon_{2y} = \epsilon_D \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right)$	$\epsilon_{2x} = \epsilon_{2y} = \epsilon_D \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right)$
	$\epsilon_{2z} = \epsilon_D - \frac{1}{\omega^2 \epsilon_0 \mu_0 \mu_D \frac{A}{4\pi} \left[\ln\left(\frac{1}{\alpha}\right) + \alpha - 1 \right]}$	Same as High impedance surface 100
	$\mu_{2x} = \mu_{2y} = \frac{\epsilon_D}{\epsilon_{2x}} \mu_D$	$\mu_{2x} = \mu_{2y} = \frac{\epsilon_D}{\epsilon_{2x}} \mu_D$
	$\mu_{2z} = (1-\alpha)\mu_D$	$\mu_{2z} = (1-\alpha)\mu_D$

In Table 2, $Y(\omega)$ is an admittance function written in the second Foster canonical form for a one port circuit:

$$Y(\omega) = j\omega C_\infty + \frac{1}{j\omega L_0} + \sum_{n=1}^N \frac{1}{R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n}}$$

This admittance function $Y(\omega)$ is related to the sheet capacitance ($C = \epsilon_r \epsilon_0 t$) of the FSS 802 of the AMC 800, 900 by the relation $Y = j\omega C$. The high impedance surface 100 has an FSS capacitance which is frequency independent. However, the AMC 800, 900 has an FSS 802 whose capacitance contains inductive elements in such a way that the sheet capacitance undergoes one or more Lorentz resonances at prescribed frequencies. Such resonances are accomplished by integrating into the FSS 802 the physical features of resonant loop structures, also referred to as artificial magnetic molecules. As the frequency

of operation is increased, the capacitance of the FSS 802 will undergo a series of abrupt changes in total capacitance.

FIG. 30 illustrates sheet capacitance for the frequency selective surface 802 of the AMC 800 of FIG. 8 and the AMC 900 of FIG. 9. FIG. 30(a) shows that the capacitance of the FSS 802 is frequency dependent. FIG 30(b) shows a Debye response obtained from a lossy FSS where R_n is significant. In FIG. 30, two FSS resonances ($\omega_n = 1/\sqrt{L_n C_n}$, $N=2$) are defined. The drop in capacitance across each resonant frequency is equal to C_n , the capacitance in each shunt branch of $Y(\omega)$. Although the regions of rapidly changing capacitance around a Lorentz resonance may be used to advantage in narrowband antenna requirements, some embodiments may make use of the more slowly varying regions, or plateaus, between resonances. This FSS capacitance is used to tune the inductance of the spacer layer 804, which is a constant, to achieve a resonance in the reflection coefficient phase for the AMC 800, 900. This multi-valued FSS capacitance as a function of frequency is the mechanism by which multiple bands of high surface impedance are achieved for the AMC 800, 900.

In contrast, the two-layer high impedance surface 100 will offer reflection phase resonances at a fundamental frequency, plus higher frequencies near where the electrical thickness of the bottom layer is $n\pi$ and n is an integer. These higher frequency resonances are approximately harmonically related, and hence uncontrollable.

A second difference in the tensor effective media properties for the high impedance surface 100 and AMC 800 is in the normal permeability component μ_n . The high impedance surface 100 has a constant μ_n , whereas the AMC 800, 900 is designed to have a frequency dependent μ_n . The impedance function $Z(\omega)$ can be written in the first Foster canonical form for a one-port circuit.

$$Z(\omega) = j\omega L_\infty + \frac{1}{j\omega C_0} + \sum_{n=1}^N \frac{1}{G_n + j\omega C_n + \frac{1}{j\omega L_n}}$$

This impedance function is sufficient to accurately describe the normal permeability of the FSS 802 in an AMC 800, 900 regardless of the number and orientation of uniquely resonant artificial magnetic molecules.

The prior art high-impedance surface 100, whose FSS 102 is composed of metal patches, has a lower bound for μ_{1n} . This lower bound is inversely related to the transverse permittivity according to the approximate relation $\mu_{1n} \approx 2/\epsilon_{1t}$. Regardless of the FSS sheet capacitance, μ_{1n} is anchored at this value for the prior art high-impedance surface 100. However, a normal permeability which is lower than $\mu_{1n} = 2/\epsilon_{1t}$ is needed to cut off the guided bound TE mode in all of the high-impedance bands of a multi-band AMC such as AMC 800 and AMC 900.

The overlapping loops used in the FSS 802 of the AMC 800, 900 allow independent control of the normal permeability. Normal permeabilities may be chosen so that surface wave suppression occurs over some and possibly all of the $\pm 90^\circ$ reflection phase bandwidths in a multi-band AMC such as AMC 800 and AMC 900. The illustrated embodiment uses arrays of overlapping loops as the FSS layer 802, or in conjunction with a capacitive FSS layer, tuned individually or in multiplicity with a capacitance. This capacitance may be the self capacitance of the loops, the capacitance offered by adjacent layers, or the capacitance of external capacitors attached to the FSS, such as chip capacitors. The loops and capacitance are tuned so as to obtain a series of Lorentz resonances across the desired bands of operation. Just as in the case of the resonant FSS transverse permittivity, the resonances of the artificial magnetic molecules affords the designer a series of staircase steps of progressively dropping normal permeability. Again, the region of rapidly changing normal permeability around the resonances may be used to advantage in narrowband operations. However, the illustrated embodiment uses plateaus of extended depressed normal permeability to suppress the onset of guided bound TE surface waves within the desired bands of high-impedance operation.

In summary, the purpose of the resonance in the effective transverse permittivities ϵ_{1t} is to provide multiple bands of high surface impedance. The

purpose of the resonances in the normal permeability μ_{1z} is to depress its value so as to prevent the onset of TE modes inside the desired bands of high impedance operation.

In some applications, an artificial magnetic conductor having more than two layers of loops separated by more than a single dielectric layer may provide important performance advantages. FIG. 31 illustrates an artificial magnetic conductor 3100 including a multiple layer frequency selective surface (FSS) 3102. The AMC 3100 further includes a conductive ground plane 3104 and a rodged media forming a spacer layer 3106 disposed between the FSS 3102 and the conductive ground plane 3104. The FSS 3102 has a frequency dependent permeability μ_{1z} in a direction normal to the frequency dependent surface 3102. Exemplary dimensions and coordinate axes are shown in FIG. 31.

The FSS 3102 includes three arrays of substantially coplanar artificial magnetic molecules. The artificial magnetic molecules are preferably implemented as overlapping capacitively coupled loops. In the embodiment of FIG. 31, the FSS 3102 includes a first array 3112, a second array 3114 and a third array 3116 of artificial magnetic molecules. A first dielectric layer 3118 separates the first array 3112 of artificial magnetic molecules from the second array 3114 of artificial magnetic molecules.

The arrays 3112, 3114, 3116 are shown as being coplanar in respective planes. This arrangement is particularly well suited to manufacture using conventional printed circuit board (PCB) manufacturing techniques of depositing a metallic layer on a PCB surface and etching with a chemical or other process. In other embodiments, other manufacturing techniques, some of which will produce arrays of artificial magnetic molecules which are not substantially coplanar, may be substituted.

Also, the AMC 3100 includes three layers 3112, 3114, 3116 of loops separated by two dielectric layers 3118, 3120. In other embodiments, other combinations of layers of loops and dielectric layers may be used. In general, a

FSS in accordance with the disclosed embodiments will include n layers of loops and $n-1$ dielectric layers isolating the layers of loops.

The spacer layer 3106 includes metallic rods 3108 periodically positioned in a dielectric material. Preferably, each loop of each array of loops 3112, 3114, 3116 is associated with a rod 3108 of the spacer layer 3106. Any suitable manufacturing method, for example, as described above, may be used to manufacture the rodded media of the spacer layer 3108.

FIG. 32 illustrates a top view of the multiple-layer frequency selective surface 3102 of FIG. 31. FIG. 32 shows the first array 3112, the second array 3114 and the third array 3116 of the frequency selective surface 3102. A portion only of each array is visible to illustrate the layering of the respective arrays.

In FIG. 32, each of the arrays 3112, 3114, 3116 includes substantially identical hexagonal loops periodically spaced on the FSS 3102. Each loop is notched to tailor the self-inductance of the loop and includes a gap to tailor the resonant frequency of the loop. The embodiment of FIGS. 31 and 32 is illustrative only. In other embodiments, different size and shape loops may be used along with different numbers of layers or arrays.

From the foregoing, it can be seen that the present embodiments provide a variety of high-impedance surfaces or artificial magnetic conductors which exhibit multiple reflection phase resonances, or multi-band performance. The resonant frequencies for high surface impedance are not harmonically related, but occur at frequencies which may be designed or engineered. This is accomplished by designing the tensor permittivity of the upper layer to have a behavior with frequency which exhibits one or more Lorentzian resonances.

While a particular embodiment of the present invention has been shown and described, modifications may be made. Other methods of making or using anisotropic materials with negative axial permittivity and depressed axial permeability, for the purpose of constructing multiband surface wave suppressing AMCs, such as by using artificial dielectric and magnetic materials, are extensions of the embodiments described herein. Any such method can be used to advantage by a person ordinarily skilled in the art by following the description herein for the

interrelationship between the Lorentz material resonances and the positions of the desired operating bands. Accordingly, it is therefore intended in the appended claims to cover such changes and modifications which follow in the true spirit and scope of the invention.

CLAIMS

1. An antenna system comprising:
an artificial magnetic conductor (AMC) (300) including
a frequency selective surface having a frequency dependent
permeability μ_z in a direction normal to the frequency
dependent surface;
a conductive ground plane (806) and
a rodged media (808) disposed between the frequency selective surface
and the conductive ground plane.
2. The antenna system of claim 1 further comprising:
an antenna (304) in proximity to the AMC.
3. The antenna system of claim 2 wherein the frequency selective surface
comprises:
a plurality of substantially identical periodically spaced loops (804)
which are substantially coplanar and substantially uniformly
spaced a distance h from the conductive ground plane.
4. The antenna system of 3 wherein the loops are arranged to have a low
frequency limit of transverse effective relative permittivity ϵ_{tx} and ϵ_{ty} in the plane of
the frequency selective surface in the range 100 to 2000.
5. The antenna system of claim 2 wherein the frequency selective surface
has a normal permeability μ_z which exhibits one or more Lorentz material
resonances at particular frequencies.
6. The antenna system of claim 1 wherein the AMC is configured to be
resonant with a substantially zero degree reflection phase over two or more AMC

resonant frequency bands and wherein the rodged media comprises a spacer layer including an array of metal posts extending through the spacer layer and wherein the a frequency selective surface (FSS) is disposed on the spacer layer, the frequency selective surface, as an effective media, having one or more Lorentz resonances at predetermined frequencies different from the two or more AMC resonant frequency bands.

7. An antenna system comprising:
an artificial magnetic conductor (300) including
a conductive ground plane (806),
a spacer layer (808) disposed on the ground plane, and
one or more arrays of coplanar loops (804) resonant at two or more
frequency bands, each loop having a similar shape and similar
size, the one or more arrays of coplanar loops producing a
frequency dependent normal permeability μ_z ; and
an antenna (304) proximate the artificial magnetic conductor.
8. The antenna system of claim 7 wherein the one or more arrays of
coplanar loops comprise:
a first array (902) of loops regularly spaced a with a period P in a first plane;
and
a second array (904) of loops regularly spaced in a second plane.
9. The antenna system of claim 7 further comprising external capacitors to
produce a series capacitance between adjacent loops.
10. The antenna system of claim 7 further comprising one or more
dielectric layers separating each of the one or more arrays of coplanar loops.
11. An antenna system comprising:

a conductive ground plane (806);
a dielectric layer (912) perforated by conductive rods (808) in electrical contact with the conductive ground plane;
a frequency selective surface (910) disposed on the dielectric layer and including
a first layer (902) of capacitively coupled loops resonant at a first frequency,
a dielectric spacer layer, and
a second layer (904) of capacitively coupled loops resonant at a second frequency, the frequency selective surface having a frequency dependent permeability in a direction substantially normal to the frequency selective surface; and
an antenna (304) positioned proximate the frequency selective surface.

12. An artificial magnetic conductor (300) resonant with a substantially zero degree reflection phase over at least two resonant frequency bands, the artificial magnetic conductor comprising a frequency selective surface having a plurality of Lorentz resonances in transverse permittivity at independent, non-harmonically related, predetermined frequencies different from the resonant frequency bands.

13. An artificial magnetic conductor (AMC) (300) resonant at multiple resonance frequencies, the AMC characterized by an effective media model comprising:

a first layer and a second layer, each layer having a layer tensor permittivity and a layer tensor permeability, each layer tensor permittivity and each layer tensor permeability having non-zero elements on a main diagonal only, x and y tensor directions being in-plane with each respective layer and z tensor direction being normal to each layer.

14. The AMC of claim 13 wherein the effective media model further comprises:

a first layer characterized by transverse permittivities in the y tensor direction and the x tensor direction which are variable with frequency and which exhibit one or more Lorentz resonances.

15. The AMC of claim 14 wherein the transverse permittivity of the first layer is modeled by $\epsilon_{1t} = \frac{Y(\omega)}{j\omega\epsilon_0 t}$ where $Y(\omega)$ is an admittance function described by Foster's second canonical form for a one port circuit,

$$Y(\omega) = j\omega C_\infty + \frac{1}{j\omega L_0} + \sum_{n=1}^N \frac{1}{R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n}},$$

where j is the imaginary operator, ω is radian frequency, ϵ_0 is the permittivity of free space, C_∞ is the asymptotic limit on transverse capacitance of the first layer as ω approaches an infinite value, L_0 is the asymptotic limit on shunt inductance of the model as ω approaches 0, R_n is a branch resistance, L_n is a branch inductance and C_n is a branch capacitance.

16. An artificial magnetic conductor (300) operable over at least a first high-impedance frequency band and a second high-impedance frequency band as a high-impedance surface, the artificial magnetic conductor being defined by an effective media model comprising:

a spacer layer; and

a frequency selective surface (FSS) disposed adjacent the spacer layer and

having a transverse permittivity ϵ_{1t} , defined by $\epsilon_{1x} = \epsilon_{1y} = \frac{Y(\omega)}{j\omega\epsilon_0 t}$,

wherein $Y(\omega)$ is a frequency dependent admittance function for the frequency selective surface, j is the imaginary operator, ω corresponds to angular frequency, ϵ_0 is the permittivity of free space, and t corresponds to thickness of the frequency selective surface.

17. The artificial magnetic conductor of claim 16 wherein the FSS layer has a normal permeability μ_{1z} defined by $\mu_{1z} = \frac{Z(\omega)}{j\omega\mu_0 t}$, wherein $Z(\omega)$ is a frequency dependent impedance function, j is the imaginary operator, ω corresponds to angular frequency, μ_0 is the permeability of free space, and t corresponds to thickness of the frequency selective surface.

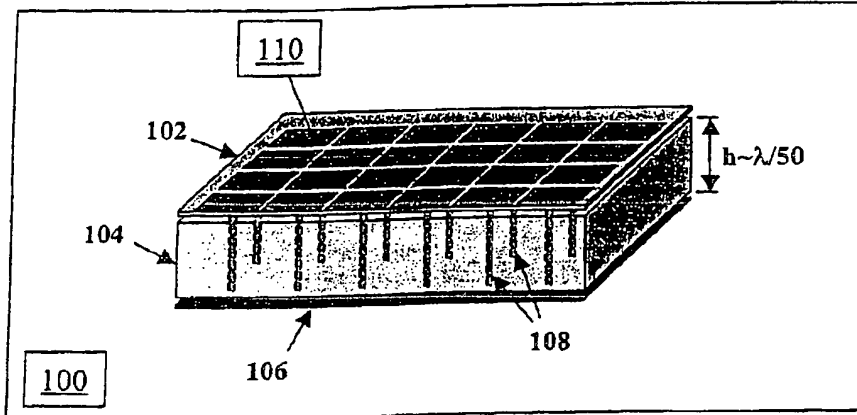


FIG. 1 (Prior Art)

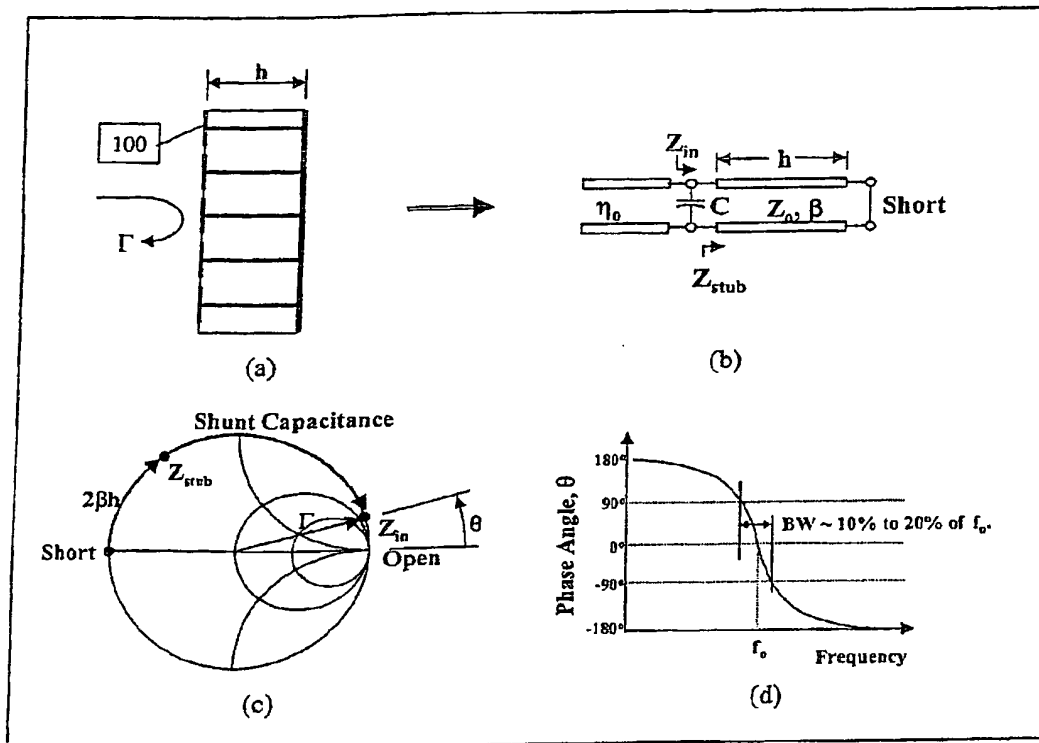


FIG. 2 (Prior Art)

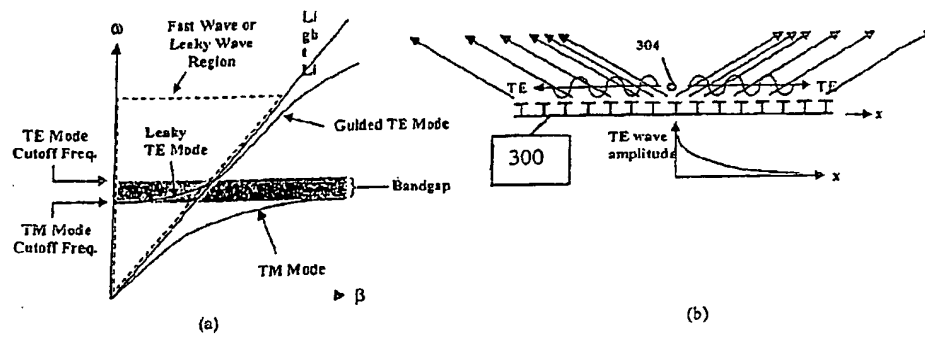


FIG. 3

TE Mode propagating in the x direction:

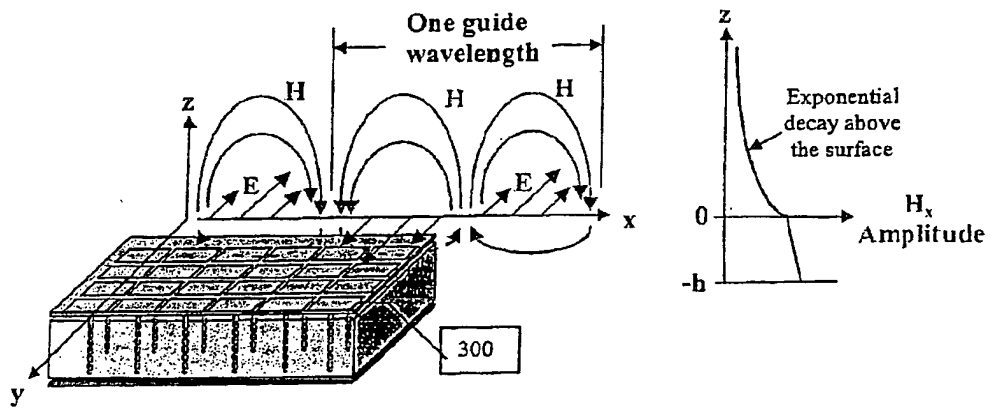


FIG. 4

TM Mode propagating in the x direction:

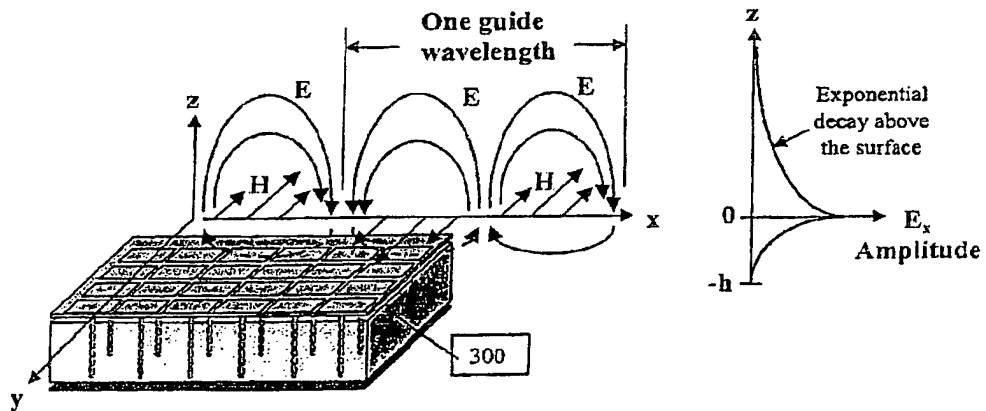


FIG. 5

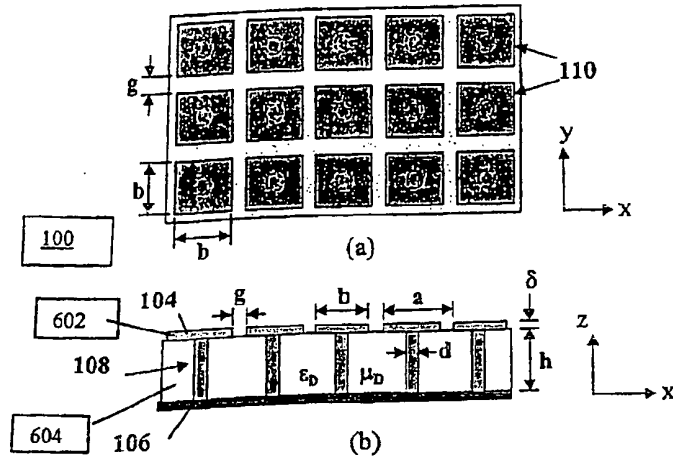


FIG. 6 (Prior Art)

$$\underline{\epsilon}_1 = \epsilon_0 \begin{pmatrix} \epsilon_{1x} & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{1y} & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{1z} \end{pmatrix} \quad \underline{\mu}_1 = \mu_0 \begin{pmatrix} \mu_{1x} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{1y} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{1z} \end{pmatrix}$$

Upper Layer:

$$\epsilon_{1x} = \epsilon_{1y} = \epsilon_{avg} \frac{2b}{\pi t} \ln \left(\frac{2b}{\pi g} \right)$$

$$\epsilon_{1z} = 1$$

$$\mu_{1x} = \mu_{1y} = 1$$

$$\mu_{1z} = 2 \frac{\epsilon_{avg}}{\epsilon_{1y}} \ll 1$$

where $\epsilon_{avg} = \frac{1 + \epsilon_D}{2}$

Lower Layer:

$$\epsilon_{2x} = \epsilon_{2y} = \epsilon_D \left(\frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} \right) \quad \mu_{2x} = \mu_{2y} = \frac{\epsilon_D}{\epsilon_{2x}} \mu_D$$

$$\epsilon_{2z} = \epsilon_D - \frac{1}{\omega^2 \epsilon_0 \frac{\mu_D \mu_0 A}{4\pi} \left[\ln \left(\frac{1}{\alpha} \right) + \alpha - 1 \right]} \quad \mu_{2z} = (1 - \alpha) \mu_D$$

where $\alpha = \frac{\text{Cross sectional area of each via}}{\text{Area of the unit cell for the rodged media}}$

ϵ_D = Relative permittivity of the background dielectric
 μ_D = Relative permeability of the background dielectric

FIG. 7

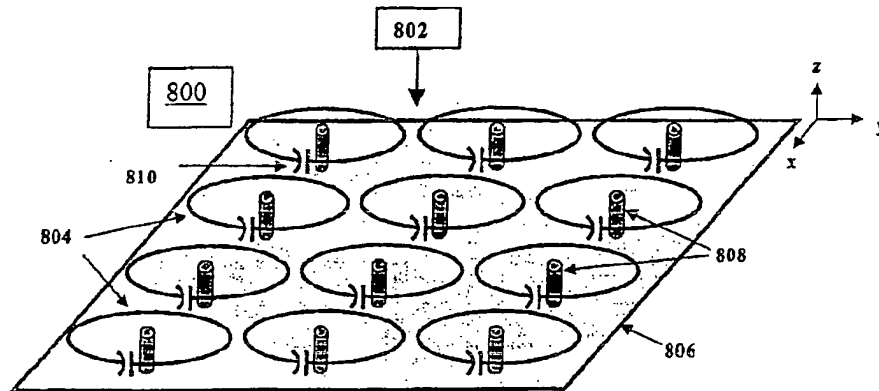


FIG. 8

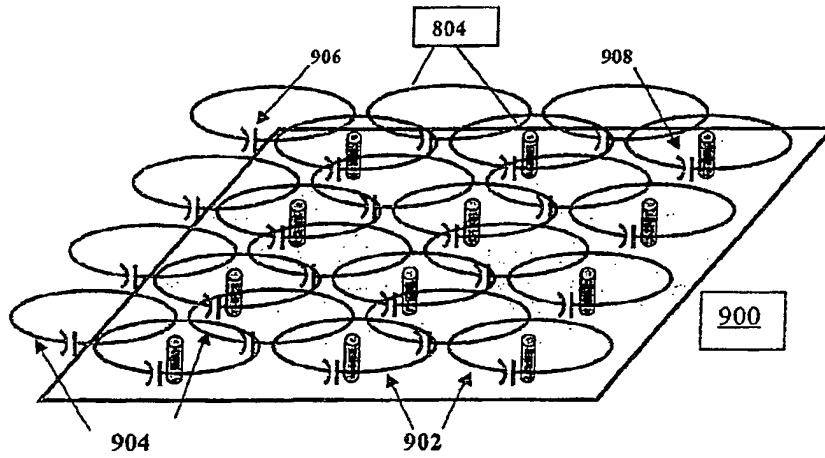


FIG. 9

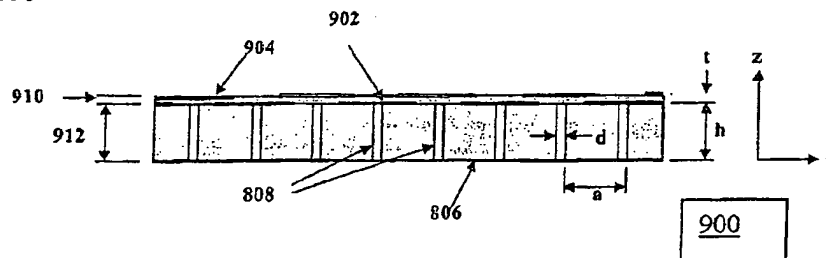


FIG. 10

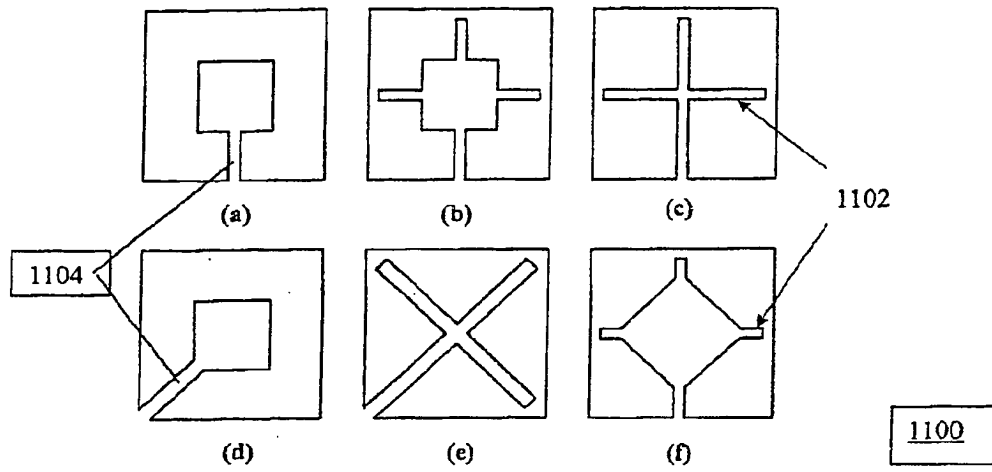


FIG. 11

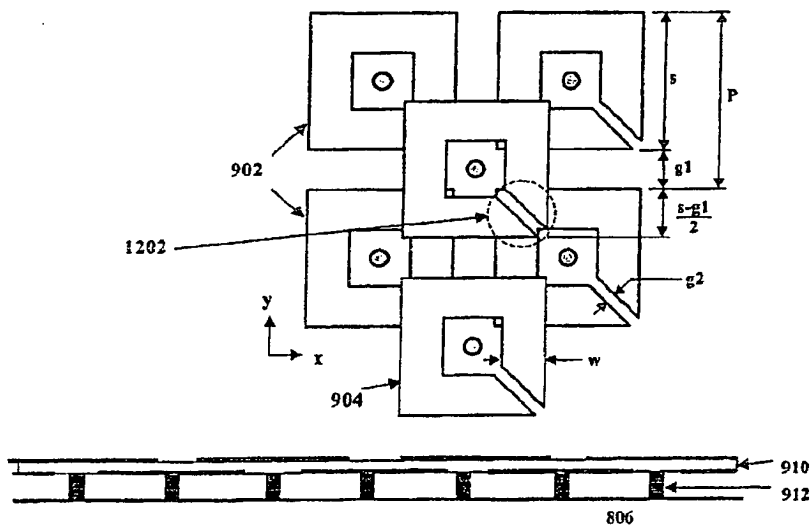


FIG. 12

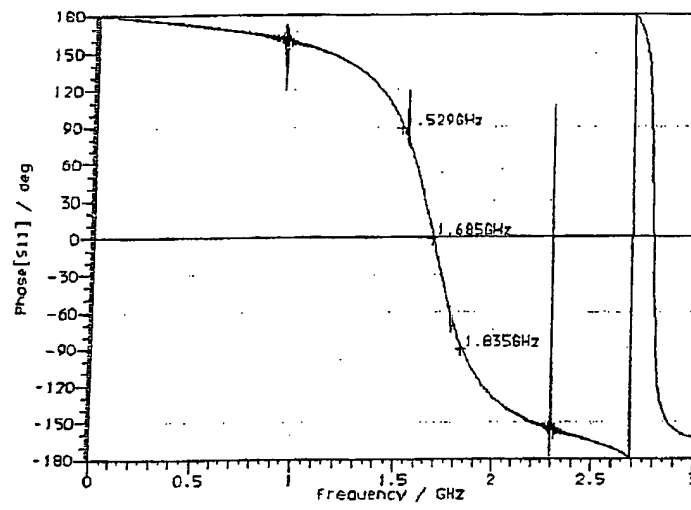


FIG. 13

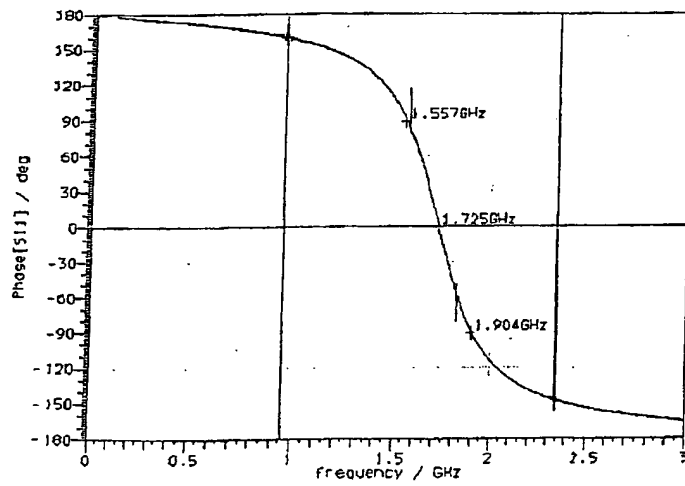


FIG. 14

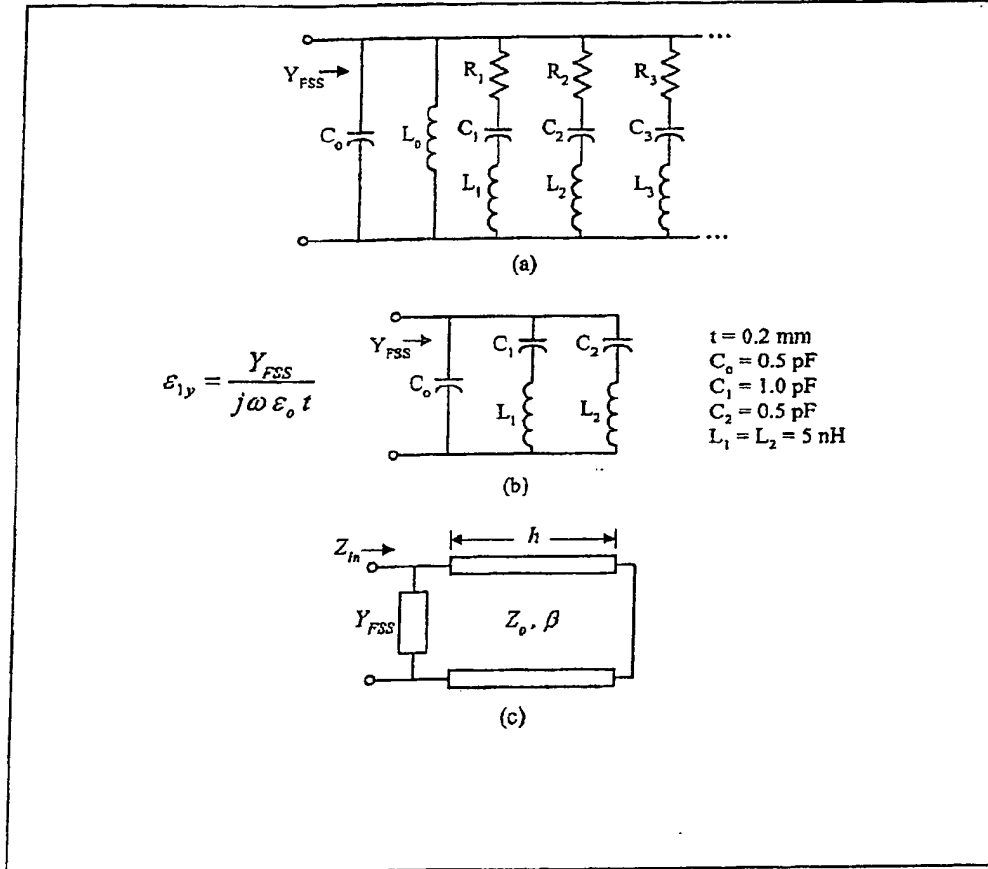


FIG. 15

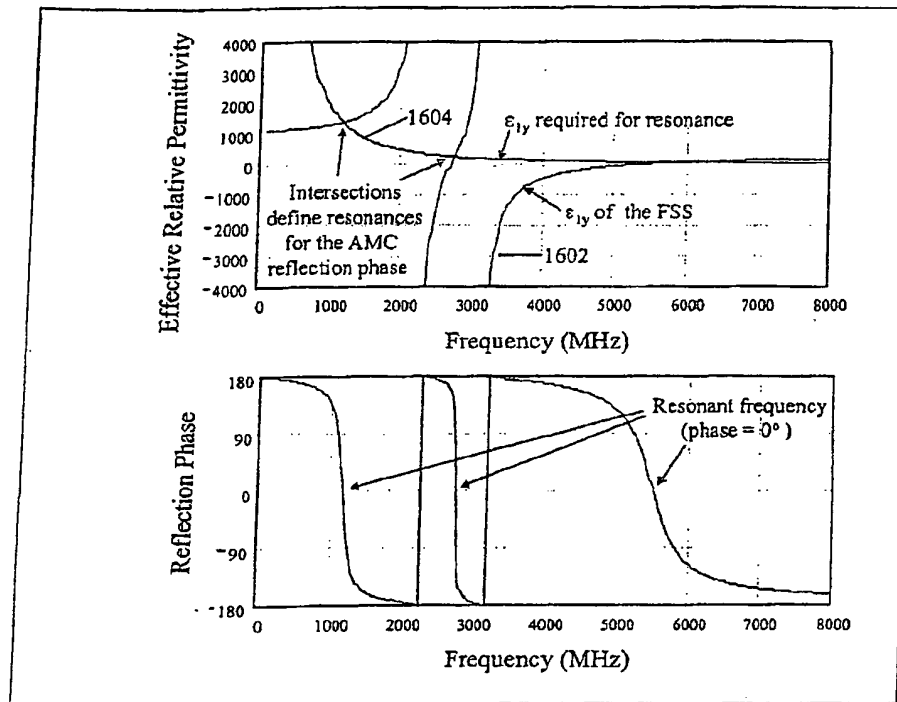


FIG. 16

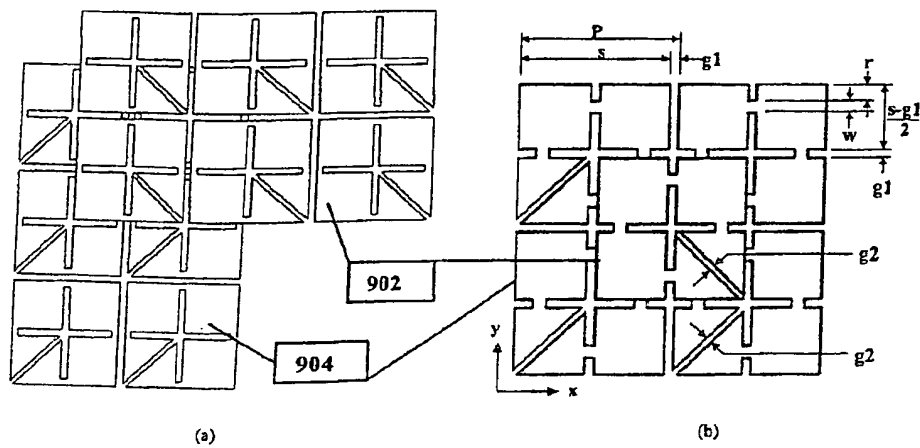


FIG. 17

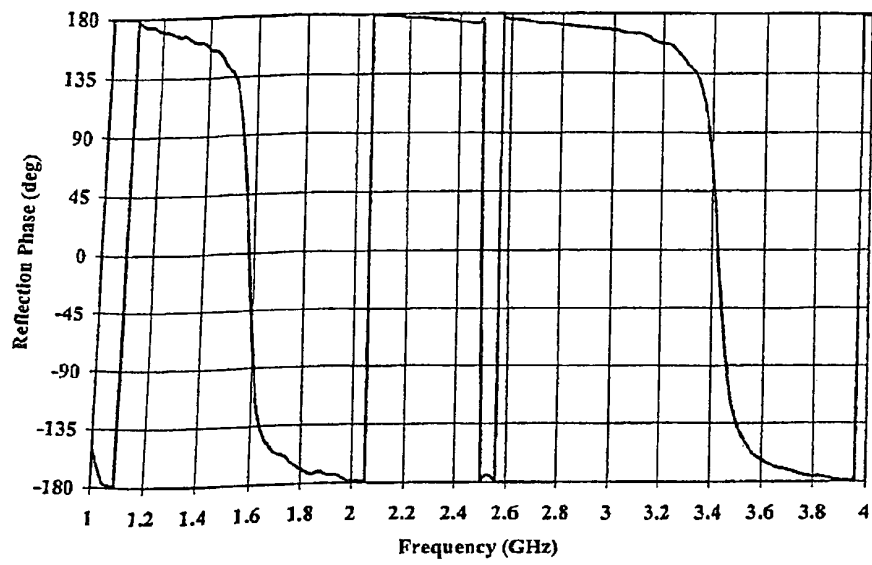


FIG. 18

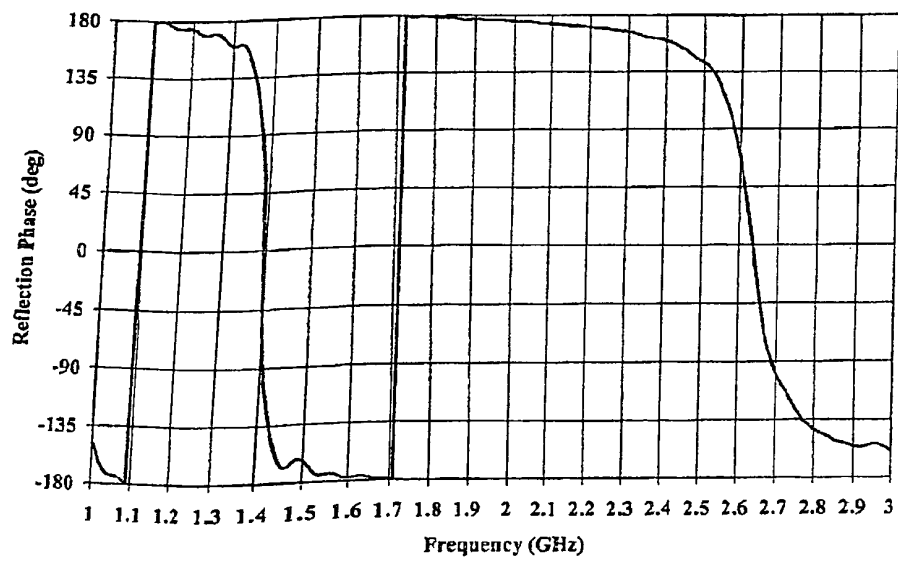


FIG. 19

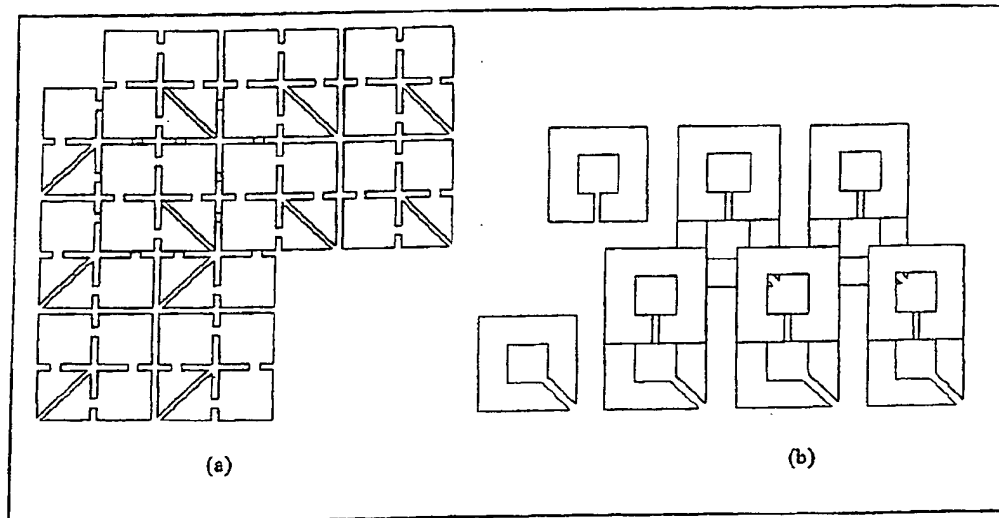


FIG. 20

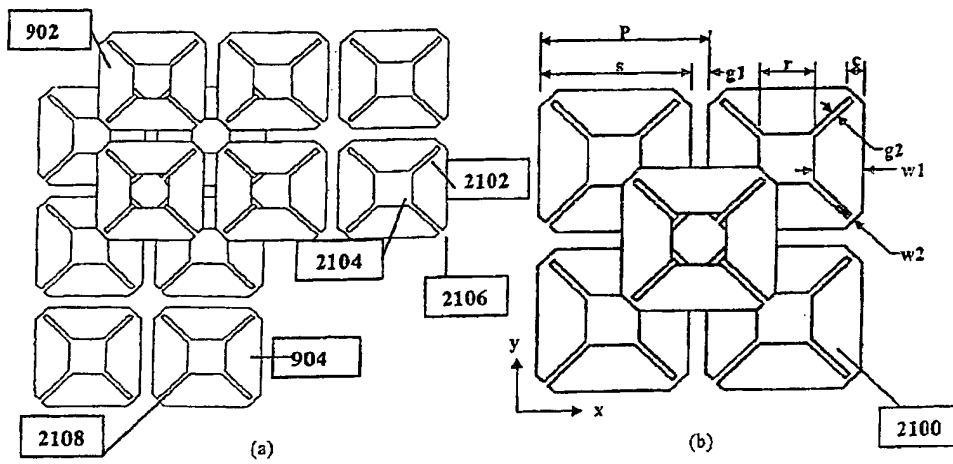


FIG. 21

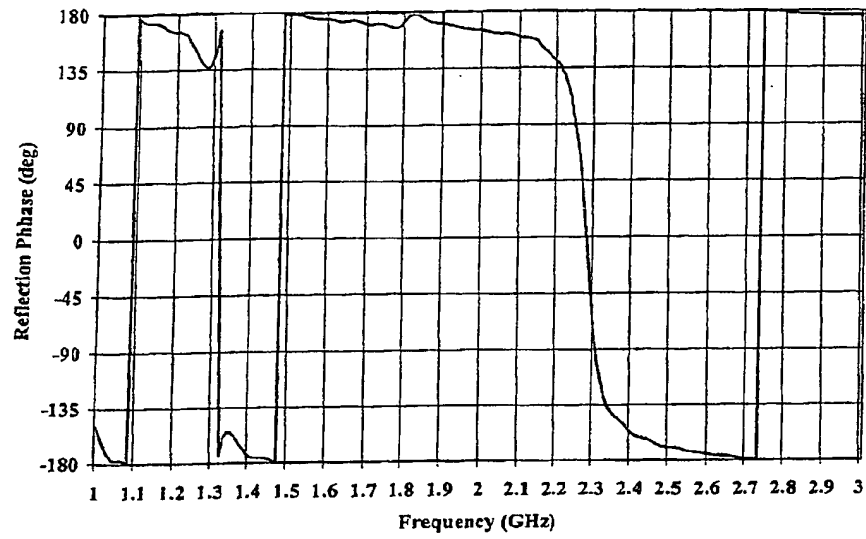


FIG. 22

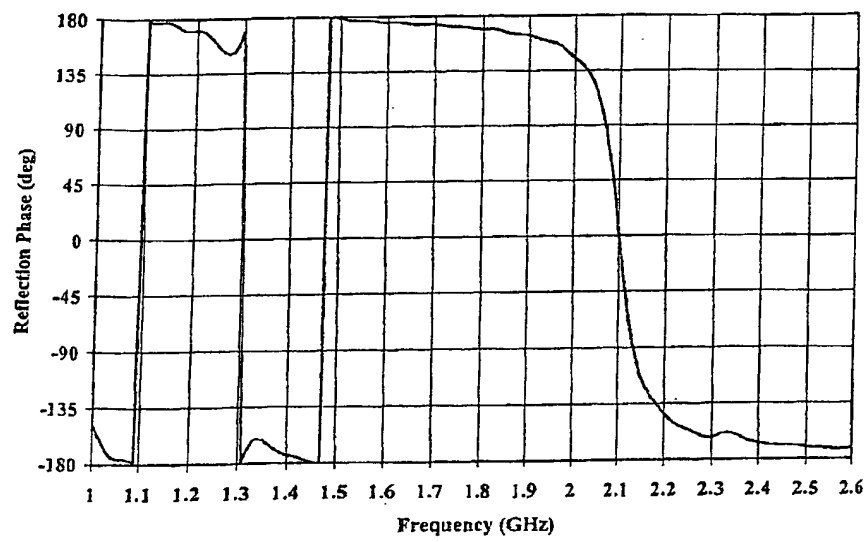


FIG. 23

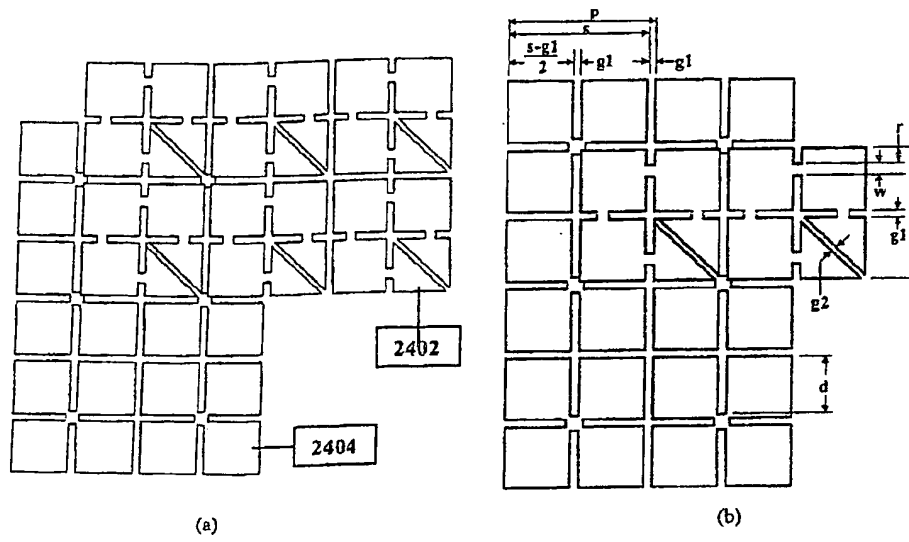


FIG. 24

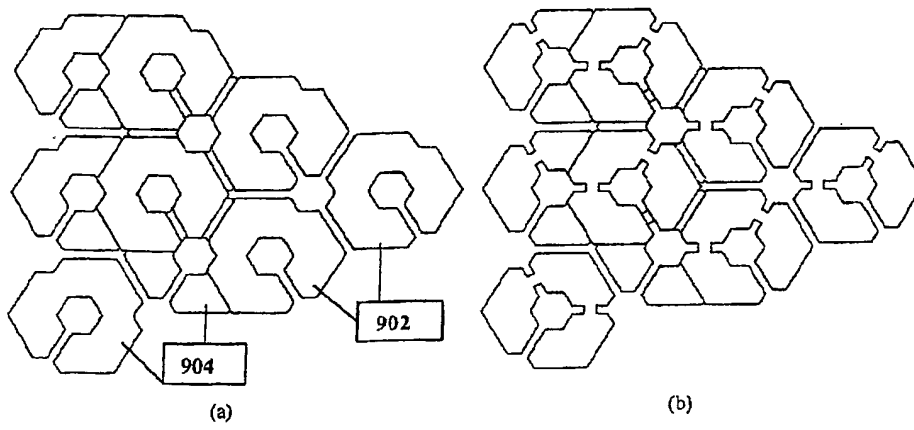


FIG. 25

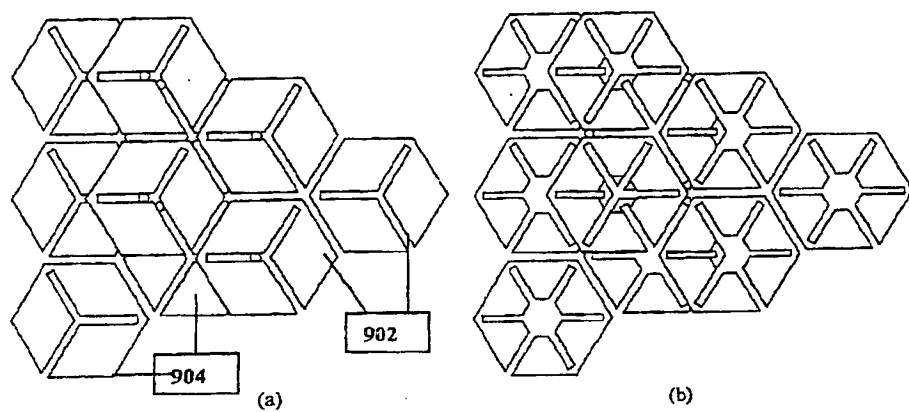


FIG. 26

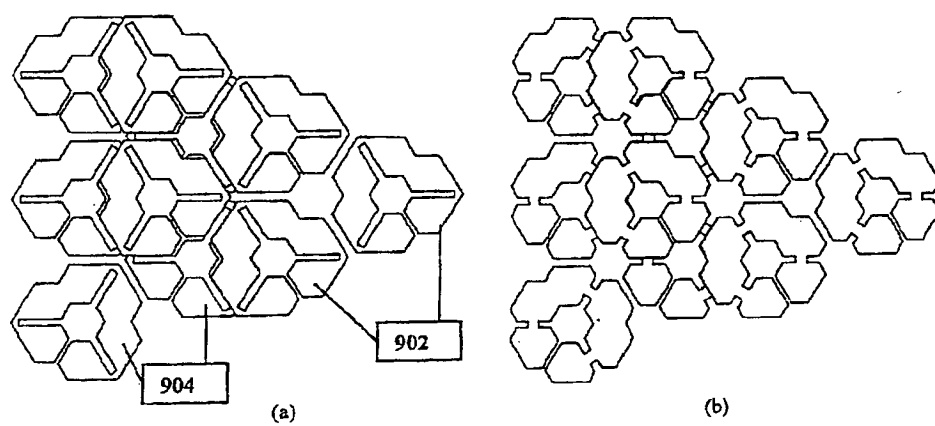


FIG. 27

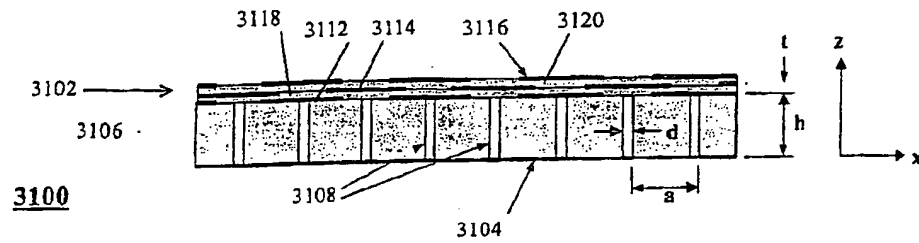


FIG. 31

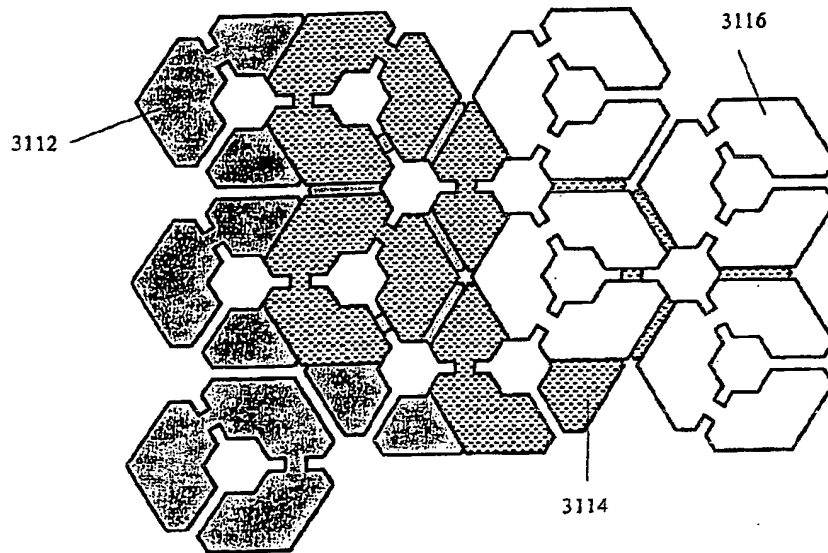


FIG. 32

ABSTRACT

An antenna system and an artificial magnetic conductor (300) include a frequency selective surface having a frequency dependent permeability μ_{1z} in a direction normal to the frequency dependent surface, a conductive ground plane (806), and a rodged media (808) disposed between the frequency selective surface and the conductive ground plane.

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.